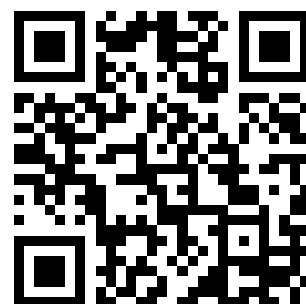

This is a reproduction of a library book that was digitized by Google as part of an ongoing effort to preserve the information in books and make it universally accessible.

GoogleTM books

<https://books.google.com>





A propos de ce livre

Ceci est une copie numérique d'un ouvrage conservé depuis des générations dans les rayonnages d'une bibliothèque avant d'être numérisé avec précaution par Google dans le cadre d'un projet visant à permettre aux internautes de découvrir l'ensemble du patrimoine littéraire mondial en ligne.

Ce livre étant relativement ancien, il n'est plus protégé par la loi sur les droits d'auteur et appartient à présent au domaine public. L'expression "appartenir au domaine public" signifie que le livre en question n'a jamais été soumis aux droits d'auteur ou que ses droits légaux sont arrivés à expiration. Les conditions requises pour qu'un livre tombe dans le domaine public peuvent varier d'un pays à l'autre. Les livres libres de droit sont autant de liens avec le passé. Ils sont les témoins de la richesse de notre histoire, de notre patrimoine culturel et de la connaissance humaine et sont trop souvent difficilement accessibles au public.

Les notes de bas de page et autres annotations en marge du texte présentes dans le volume original sont reprises dans ce fichier, comme un souvenir du long chemin parcouru par l'ouvrage depuis la maison d'édition en passant par la bibliothèque pour finalement se retrouver entre vos mains.

Consignes d'utilisation

Google est fier de travailler en partenariat avec des bibliothèques à la numérisation des ouvrages appartenant au domaine public et de les rendre ainsi accessibles à tous. Ces livres sont en effet la propriété de tous et de toutes et nous sommes tout simplement les gardiens de ce patrimoine. Il s'agit toutefois d'un projet coûteux. Par conséquent et en vue de poursuivre la diffusion de ces ressources inépuisables, nous avons pris les dispositions nécessaires afin de prévenir les éventuels abus auxquels pourraient se livrer des sites marchands tiers, notamment en instaurant des contraintes techniques relatives aux requêtes automatisées.

Nous vous demandons également de:

- + *Ne pas utiliser les fichiers à des fins commerciales* Nous avons conçu le programme Google Recherche de Livres à l'usage des particuliers. Nous vous demandons donc d'utiliser uniquement ces fichiers à des fins personnelles. Ils ne sauraient en effet être employés dans un quelconque but commercial.
- + *Ne pas procéder à des requêtes automatisées* N'envoyez aucune requête automatisée quelle qu'elle soit au système Google. Si vous effectuez des recherches concernant les logiciels de traduction, la reconnaissance optique de caractères ou tout autre domaine nécessitant de disposer d'importantes quantités de texte, n'hésitez pas à nous contacter. Nous encourageons pour la réalisation de ce type de travaux l'utilisation des ouvrages et documents appartenant au domaine public et serions heureux de vous être utile.
- + *Ne pas supprimer l'attribution* Le filigrane Google contenu dans chaque fichier est indispensable pour informer les internautes de notre projet et leur permettre d'accéder à davantage de documents par l'intermédiaire du Programme Google Recherche de Livres. Ne le supprimez en aucun cas.
- + *Rester dans la légalité* Quelle que soit l'utilisation que vous comptez faire des fichiers, n'oubliez pas qu'il est de votre responsabilité de veiller à respecter la loi. Si un ouvrage appartient au domaine public américain, n'en déduisez pas pour autant qu'il en va de même dans les autres pays. La durée légale des droits d'auteur d'un livre varie d'un pays à l'autre. Nous ne sommes donc pas en mesure de répertorier les ouvrages dont l'utilisation est autorisée et ceux dont elle ne l'est pas. Ne croyez pas que le simple fait d'afficher un livre sur Google Recherche de Livres signifie que celui-ci peut être utilisé de quelque façon que ce soit dans le monde entier. La condamnation à laquelle vous vous exposeriez en cas de violation des droits d'auteur peut être sévère.

À propos du service Google Recherche de Livres

En favorisant la recherche et l'accès à un nombre croissant de livres disponibles dans de nombreuses langues, dont le français, Google souhaite contribuer à promouvoir la diversité culturelle grâce à Google Recherche de Livres. En effet, le Programme Google Recherche de Livres permet aux internautes de découvrir le patrimoine littéraire mondial, tout en aidant les auteurs et les éditeurs à élargir leur public. Vous pouvez effectuer des recherches en ligne dans le texte intégral de cet ouvrage à l'adresse <http://books.google.com>

THE UNIVERSITY
OF ILLINOIS
LIBRARY

621.36305

QST

v. 10

ENGINEERING

ALTGELD HALL ANNEX

15

Q. S. T. FRANÇAIS

Table des matières par noms d'auteurs

A	N°		N°
ICARDI. Nouvelle méthode de réception ultra sensible . . .	12	BERCHE (PAUL). Le <i>Meissner</i>	5
ANSLOW. Les lampes anglaises	12	La dernière création de <i>J. L. Reinartz</i>	6
ALINDRET. Selfs en nids d'abeille et duolatéral	1	Alimentation des postes d'émission 6 7 8 10	11
Ampli HF. et BF. à résistance	2	Le poste d'amateur 8 BN	6
Radiogoniométrie	3	Hétéro-excitation des postes émetteurs	9
Amorties et entretenues	5	Poste émetteur radiophonique sur alternatif	12
Différents systèmes de récepteurs	6	Q. R. B. ?	13
Fabrication des lampes de T. S. F.	7	Branchement de la H. T. dans les circuits d'émission	16
Comment on peut mesurer les capacités	11	Montage <i>Reinartz-Zénith</i>	17
Notions sur le calcul des récepteurs	18	Q. S. B. ?	17
Les pertes en HF.	23	Note sur le redressement de la H. T. par valves à deux électrodes	19
Réalisation d'un C 119 sur alternatif	23	Note sur la manipulation	19
Mesure des caractéristiques des lampes	29	Note sur l'excitation des antennes	20
Amplificateurs de puissance	32	Importance de l'élimination des pertes tr.	28
Réalisation d'un émetteur à faible puissance	33	Montages classiques d'émission	31
C 119 à 3 ou 4 lampes	35	Ondemètre à absorption	32
Cadres à enroulements multiples	58	Le procédé <i>Boucherot-Claude</i>	33
Ondemètre pratique	59	Montage super modulateur	41
Supradyn 3-6	63	Transformateur et bobines de filtre	46
Supradyn G. E. 6	64	BERNARD (Adjudant). Le <i>Cryptasupradyn</i>	38
La naissance d'une pile	65	BETTE. Redresseur magnétique	17
Un capacimètre précis	67	BETHENOD. Dynamo à débit limité	40
Amplificateur de puissance	68	BEDEAU. Circuit équivalent à un quartz	37
AILLY (GUSTAVE HACK D'). Importance de l'élimination des pertes	26	BRAILLARD. Mauvaise réception en radiophonie	40
Amplification HF. par transfo à sec. Accordé	50	Vers une meilleure organisation de la radio européenne	48
Rayonnement de la <i>Beam Antenne</i>	51	BUTTERWORTH (S.). Résistance effective des selfs en HF.	31
Le phénomène de Miller dans les amplis HF.	52	BLANCHARD. Réglage et rendement des postes émetteurs	7
Excitation d'une antenne en fonction de la direction du champ magnétique	54 56 59 60	Téléphonie S. F.	10 12 14
Nature des oscillations d'un émetteur à lampes 56 58 et 60.	59	BONHONNE (JEAN Fils). Récepteur universel sans couplage variable de selfs	23
L'amplification dans la télévision	60		
ALBARET. Comment se servir d'un C 119	21		
ANGENOT. Un nouveau mode de détection	20		
B		C	
BARBA. La radiogoniométrie des Zeppelins pendant la Guerre	11	CARTIER (Général). A propos de la radiophonie	2
BARTHELEMY. Le Secteur en radio	31	Radiophonie et phénomènes de propagation 4 à 18 inclus 20 à 30 inclus 32 à 50 inclus 52 à 62 inclus	
Etude des filtres pour alimentation sur alternatif	34	<i>H. A. Lorenz</i>	48
Amplification à résonance par bigrilles	35	Induction	63
BERCHE (PAUL). Poste émetteur pour amateur	1	Le courant électrique	64
Introduction à l'étude des circuits d'émission	1	Les origines de la théorie atomique	65
Le circuit <i>Colpitts</i>	2	Causerie de <i>Sir Fleming</i>	66
Distribution du courant et du potentiel dans une antenne, point nodal	3	Le courant continu	67
Le circuit <i>Hartley</i>	4	Ondes longues et ondes courtes	68
<i>Reversed feed back</i> à couplage direct	4	Réceptions successives	69
		CAZENAVE. L'ondemètre pratique d'amateur	14
		CHAUVIÈRE (MARC). La lampe à deux grilles 27 28 35 37 38 39 40.	33
		Téléphonie S. F. par ondes lumineuses. 32 35 37	39
		Impressions du Salon de la T. S. F.	33

	N°
CHAUVIÈRE (MARC). Propagation des O. C. dans l'atmosphère	38
CHAUVEAU. Commande à distance d'une embarcation ..	45
CHAILLOU. Super valise	49
CHIREIX. Liaison radio-électrique France-Algérie	50
CHAYE-DALMAR. Supériorité de la détection par capacité shuntée dans les super-réactions	17
COCKADAY. Le <i>Cockaday</i>	6 7
CHENAL (PIERRE). Vers la suppression de la haute tension ..	4
COLLARD. Poste semi-définitif à combinaisons Em, Ré, Suppression des accrochages dans les amplis à résonance.	13 17
La goniométrie et les Zeppelins.	15
COUPEZ (R. C. A.). Le superhétérodyne.	18
La station belge W2	19
Réalisation de récepteurs modulateurs	20
Perfectionnement aux superhétérodynes modulateurs ..	25
Radiotéléphonie sans onde porteuse	29
Radiotélégraphie et radiotéléphonie secrète	31
COZE (M.). Redresseur pour charge d'accus	1
Laboratoire de mesure pour amateur. 3 4	5
Transformateurs BF. et industriels en T. S. F.	6
Calcul des transformateurs	8
Etude sommaire des phénomènes parasites. 12 13	16
Les accumulateurs au ferro-nickel	17
Transmission de pensée et T. S. F.	20
T. S. F. maritime	43
CORRET (Dr. PIERRE). Leçons à tirer des essais transatlantiques	2
CREMAILH. Poste récepteur de 15 à 250 mètres	13
Super-réaction sur ondes courtes.	18
Le montage symétrique <i>Mesny</i>	28
Les antennes d'émission	38 41
Reproducteurs électriques de phonographie	50
COLONIEU. Les circuits de liaison dans les amplis HF.	25
Henrymètre et capacimètre	27
Réalisation d'un ampli universel de puissance	27
Les hétérodynes et leurs applications	29
Réalisation d'un supradyn 6 lampes.	30
Supradyn N 10 à BF. Push-pull.	31
Hétérodyne symétrique	33
CRITTENDEN (M. C. E.). Etat des unités électriques internationales	43
D	
DARIDON. Les lampes à vide	44
Apprenons à lire un graphique	45
La galène	46
Télégraphie et téléphonie S. F.	49
Unités	48
Polarisation et applications.	52
DARD. Le phénomène des ondes et de leur détection par la théorie de l'ambiance cristallographique	1
L'éther et la théorie de l'ambiance cristallographique ..	5 8
DAWIES (J. W. g 6 NH). Dispositif de modulation utilisé par les amateurs anglais.	4
La station anglaise g 2 OD	5
DEHORTER. Automobile et T. S. F.	35
Sport et auto	36
DELFOSE. Hauts-parleurs électrodynamiques	64 67
DELANO. Comment rendre plus public encore un concert public	6
DELOY. Essais transatlantiques de 8 AH	1
Premières communications bilatérales avec l'Argentine et Nouvelle Zélande	9
Depuis un an	11
Récepteur pour O. C.	14 15

	N°
DELLINGER. Etude sur la mesure du fading (Radio-New) ..	19
DUSSAILLY. Filtre MF. et sélectivité du super.	69
DEVAUCHELLE. Fonctionnement et entretien des accumulateurs	50
Des surtensions.	54
DELVAL. Supradyn 20	50
Réalisation d'un ampli push-pull	51
Réalisation d'un poste valise	53
Changeur de fréquence pour ondes courtes	54
Le baby-modulateur	55
DIVOIRE. Questions intéressant la radio-diffusion.	48
DOREAU et DUREPAIRE. Mesure des longueurs d'onde en valeurs obsolues	60
DOUCET. La formule de <i>Nagaoka</i> et le calcul des selfs et 34.	25
Calcul d'un transfo BF. pour la téléphonie	27
Théorie de la lampe à trois électrodes	31 33
La soupape électrolytique	36
Les oscillographes	36
Etalonnage des circuits oscillants	43
Emission électronique et formule de <i>Richardson</i>	45
T. S. F. et météorologie	50
Etude exp. et théorique de la lampe à trois électrodes ..	51
Etude des valves de redressement	52
Le principe des variomètres	53
Distorsion dans les écouteurs téléphoniques	54
Sélectivité et résonance	59 61
Fonctionnement des soupapes électrolytiques	66
Stroboscopie et applications à la T. S. F.	69
DUFOR. Un montage superhétérodyne pratique ..	13 15
Réalisation d'un amp. thermique d'amateur	34
DUPONT. Contribution à l'étude des transformateurs	44
DUNWORE. Radiogoniomètre à une seule commande. ..	33
DYSTERUIS P. R. et GROEHEVELD Y. B. F. J. Amplification BF. par transformateurs	59
DUMY. La technique phonographique	63
Amplificateurs d'enregistrement	65
Vers la fabrication du disque	65
DUVERGER. Monographie. Les abaques.	48

E

ETIENNE (HENRY). Réalisation d'un C 119.	1
Le montage C 119	2
Réalisation d'une super réaction.	2
Montage de réception pour ondes courtes	4
Poste récepteur puissant pour auditions publiques	5
Une réalisation du C 119 bis	6
Un poste de T. S. F. 2 ou 4 lampes	8
Réalisation d'un montage va-et-vient	10
Un poste à 5 lampes sur altern. détect. sur galène ..	12 13
Réalisation d'une détectrice à réaction	14
Réalisation d'un superhétérodyne	17 19

F

FABER (CH). <i>Brevets étrangers</i> . 31 32 34 35 36 37	
41 44 45 46 47 49 51 52 56 59 60	
65 69.	
FARAD. L'électrolyse	53 65
Le circuit magnétique	66 68
FORGE (LÉON DE LA). Radiogoniométrie maritime ..	22 23
Radiogoniométrie aux U. S. A.	22
Radiogoniométrie au Canada.	24
Les parasites en T. S. F.	25
Le raid du Nec plus ultra et la T. S. F.	26
Reproduction électrique du son	27
Atmosphériques et T. S. F.	28
Radio-phares	30

	N°
FORGE (LÉON DE LA) Nouveaux signaux horaires	31
Détermination de longitudes par T. S. F.	32
Les codes météorologiques	33
Le chemin du rayon électromagnétique 35 38 40 41	41
42 44 45 54 55 57 61	
Radiogoniométrie météorologique	36
Questions touchant la radiophonie	39
La Traversée de l'Atlantique et la T. S. F.	44
Conférence de Marconi sur ses travaux	45
T. S. F. et câbles sous-marins	46
Mesures de fading tr.	47
Stations de signaux horaires	50
La radiodiffusion britannique par elle même	51
T. S. F. et météorologie.	60
Grandes applications de la T. S. F.	63
Etat actuel des procédés <i>Baird</i> du 29-6-27	63
Observations radiotélégraphiques pendant l'éclipse	64
Cellules photo-électriques	65
<i>Marconi</i>	67
Les idées du professeur <i>Eddington</i>	68
FLEURY. Toroidyne	37
FORBIN (V.). Entendre la radio avec les dents	16
FREGONNIERE (J. DE). Nouveau montage reflex à raction	15

G

GARRIGUE (D ^r L.). Du milieu éthéré	39	40
L'onde hertzienne et sa propagation 42 43 44 45	42	44
47 48.		
GIRARDEAU (E.). Télégraphie et Téléphonie sans fil ..	49	
GILLET (R.). Soupapes électrolytiques	54	
GRANIER (J.). Pureté de réception dans les amplificateurs à résistance	28	
Amplification sélective des étages BF	29	
Pont de Wheatstone et ses applications	32	
Fonctionnement des ampèremètres en HF	32	
Le galvanomètre à cadre mobile	33	
Bons et mauvais voltmètres	34	
Existe-t-il des harmoniques inférieurs	35	
Mesure de très faibles courants en HF	36	
Mesure de faibles déphasages au pont de Wheatstone ..	37	
Mesure des pertes dans isolants en HF et MF	39	
Alimentation en courant continu	40	
Mesures en courant redressé	41	
Mesure des quantités d'électricité	42	
Variation du pouvoir inducteur en fonction de la longueur d'onde	43	
Les appareils de précision à fer doux	44	
Les petits transformateurs à 50 périodes	46	
Approximation dans les mesures électriques	47	
Mesure de résistance des antennes	48	
Alimentation des postes de T. S. F.	49	
L'accumulateur léger	50	
Méfiez-vous des chiffres portés sur les appareils 51 52	51	52
53.		
L'état magnétique de la terre	54	
Comment empêcher le truquage des compteurs	55	
Combien d'Ampère-heures	57	
En feuilletant les comptes rendus	58	
Mesure des résistances	59	
Dangers de l'électricité	61	
Rôle des électrons libres dans la propagation des O. C. 63	63	
Laboratoire à bon marché	65	
T. S. F. et calcul des probabilités	67	
GRANDCHAMP. Transformateurs pour amplification BF ..	26	
GODFERT (MARCEL). Le profit des condensateurs variables	28	
GUIBERT (O.). Etude physique des lampes à plusieurs électrodes 34 36 38 40	34	38

	N°
GRID LEAK. Transformateurs HF et BF	1
<i>Reinartz</i> « Up to date »	2
Abréviations usuelles en T. S. F. d'amateur	3
Le code de signaux	4
L'antenne d'amateur	4
L'intensité dans l'antenne	6
Application des imaginaires au calcul des impédances ..	11
Le contrepois	15

H

HASSEL (K. E. et Z. N.). Construction de récepteurs d'ondes courtes	10
HENNEY (Julian K.). Lampe de redressement sans filament	1
HENON (R.). Note sur l'amplification FH à résonance ..	20
Spectre HF et déformations	37
HENRARD. Le microphone à ruban	12
Le poste X. O. X.	14
Valve de redressement pour émission	15
Le réseau radiotélégraphique au Groënland	15
HEPTIA (H.). L'induction mutuelle et les ondes hertziennes	17
Dispositifs anti-parasistes	18
Sur le condensateur Square-law d'antenne	20
Le couplage des amplificatrices	23
HOURST (Commandant). Circuit Flewelling	1
Les montages à essayer	2
4	7
HUND (A.). Générateur à fréquence audible stabilisé par quartz	53
HUG. Liste de brevets de 1925 et 1926	41
HAFSTAD (L. A.) et TUVE (M. A.). Nouvelles études de la couche de <i>Kenney-Heaviside</i> par la méthode des échos	69

I

IMBERT (H.). Les piles sèches genre <i>Leclanché</i>	25
Gaz rares et lampes de T. S. F.	29

J

JACQUET (LLOYD). Montage reflex américain à une lampe ..	1
JACQUET (G.). Redresseurs pour charge d'accumulateurs	6
L'amplification HF en téléphonie	9
JOUSSEAU (P.). Ondes courtes et traversées transatlantiques	49
JOYCE (H. A.). Comment sont réfléchies les ondes courtes ..	17
JOMBART (FÉLIX). Super-réaction sur Ondes courtes ..	21
J. H. W. Réception de l'onde de 100 mètres	1
Lampes de réception à consommation réduite	3

K

KIRILOFF (A.). Radio-électricité et radio-industrie	41
Recherches et essais sur les lampes 55 57 59 60	61
61 62 63 66 67.	
KORSOUN (DE). En 1935	69
KONTESCHWELLER (D ^r TITUS). Super-réaction	23
Etude d'un circuit oscillant 35 36 37 38 39 40	41
41 42 44 56 58 60 61 62.	

L

LAGATINERIE (BARON DE). Etat des unités électriques internationales	43
LACROIX (G.). L'alternateur Y et la T. S. F.	8
Les ondemètres	10

	N°
LACROIX (G.). Les selfs à l'émission	11 13
La réception chez 8 BF	14
Les accumulateurs de tension plaque	15
LAPORTE (L.). Harmoniques et super-réaction	50
Vibrations électrique d'une antenne	51
Changeur de fréquence pour ondes courtes	54
Causerie sur la matière	59
LASSERRE. Variation de l'onde locale dans un super ..	44
LAUTHIER. La rétraction	37
LEROY (R.). Enregistrement électrique des disques 58	61
62.	
Secrets de fabrication des disques	59
LEFEVRE (H.). Charge des accus sur courant continu ..	47
LENIER (ROBERT). Mission secrète en T. S. F. pendant	
la guerre	8 9 11 12
LEFEVRE-PONTALIS. Condensateurs variables de réception	
pour O. C.	15
LABOUREUR (Capitaine de corvette). Le rôle de la T. S.	
F. pendant la guerre..	20 21 22 23 24 26
27 29.	
LEPESQUEUR. Détectrice à réaction et deux BF	26
Amplificateur de puissance d'amateur	34
Haute fréquence cryptadyne	37
B. G. P. mixte	60
Montage sur continu	62
Le bidyne valise	63
Pick-up V 64	64
Super S. A. 65	65 66
C 119 M. L.	67
C 119 — 3 A	69
LEMERCIER. Trois montages	16
LASSEN. Réfraction ionique et propagation des ondes cour-	
tes	38
LEMARCOCEZ. Voltmètres et ampèremètres à courant	
alternatifs	12 14
Au sujet de quelques montages courants	17
LEVY (G.). Le poste émetteur 8 F X	19
L'HENRY. Mesure par absorption et contrôle de modulation	
Les condensateurs de filtre	39 55
L'HOPITALAULT (LOUIS). Les condensateurs à démultipli-	
cation	34 53
La mesure des capacités	42
Note sur l'émission à faible puissance	43
Boutons démultiplicateurs	58
Piles sèches et piles inversables	62
LOUGAYROU. La station 8 ALG	26
LWOFF (STÉPHAN). Les résistances en radio-technique ..	30
L'espace ondulant	33
Propagation des ondes; relativité et matière spatiale..	32
34 36.	
L'âme est-elle indépendante du corps	38
Les neutrodynes	40 43 44 47
Phase	41
Les récepteurs automatiques	45
LYNCH (ARTHUR). La méthode de signalisation G. O.	
Squier	5
L. G. Super-régération sans tension plaque	13

M

MARCOT (J.). Tension de grille négative	33
L'amplification FH	36
Suggestion pour augmenter l'efficacité de la détection..	53
Modulation dans le circuit plaque	56
Routine et progrès	57
Tubes émetteurs et modulateurs	61
MARETTE. Mariage original et super-sélectif	27

	N°
MARQUAND (LE H.). La digue et les digues de Cher-	
bourg	34
Radio-phares	35
La T. S. F. et les routes de l'air	36
Doléances et vœux d'un sans filiste	37
Nungesser et Coli au-dessus de l'Atlantique	39
Sous-marins et ondes hertziennes	45
MARTIN (Capitaine G.). Station de la tour Eiffel	56
MATHIEU. Multiplex Marconi-Mathieu	64
MALLEZE (C.). La réception en automobile	16
Optique et électricité	25
MASON (H. F.). Construction d'un Tungal	2
MARIOTT (R. H.). La légende de la foudre	5
MALGORN (Lieutenant de vaisseau GUY). T. S. F. à bord	
d'automobiles et des yachts	3
Les électrodes et leurs propriétés	6
Construction des cadres	8
Calcul des bobines d'inductances	9
MICHELSEN. Le poste d'amateur 8 B.A.	2
METZ (Commandant). Propagation des ondes électromagné-	
tiques	36 37
MICHAUD (F.). Amplification sans lampe	39
MOYE (Pr). T. S. F. sur fil.	1
Utilité du milliampèremètre	14
Radiodiffusion et enseignement supérieur	35
Protection contre les émissions locales	37

N

NETOL (P.). Le résisto-galène	39
NERRIERE (B.). Moyens anciens, idées nouvelles	29

O

OLINET (P.). La modulation radiophonique	19
Téléphones et microphones	20 22 24
Téléphones et hauts-parleurs	25 30 32
Antenne et contrepoids	29
Les cadres	34
Directives générales pour l'installation d'un oscillateur	
à ondes très courtes	35
Les amplificateurs BF. à résistance	35
Les ondemètres	36 42
Réception sur un seul cadre fixe.	37
L'amplification microphonique	38
L'amplification à impédance	39
Bobines toroïdales et transformateurs	39 48
Amplification HF. et reflex	40
Modulation par absorption	40
Alimentation et redressement électronique 46 48	49
et 51.	
La question de l'amplification.	52 53 55 58
La question de l'amplification 52 53 55 58 61	63
64 66.	
Alimentation des filaments sur secteur alternatif	54
Le dernier étage d'amplification	69
Changement de fréquence, détection et analyses compl.	69

P

PAOLI (J.). Le poste de la tour Eiffel	33
Réalisation d'un cryptodyne 4 lampes	36
Poste Tour de France ou supradyné 13	44
PEETERS (N. W.). Le poste d'amateur finlandais 1 NA	11
PEUBE (J.). L'alimentation au tantale	59
PLAZENET (PIERRE). Station F 8 JN.	23
PLANES-PY (A.). Batterie à formation naturelle	8
Transformation d'un Tesla en Reinartz	10

	N°
PLANES-PY (A.). Réalisation d'une turbine synchrone et utilisation	13 14
Émetteur phonie-graphie 100 watts	16
Les piles à dépolariation par air	18
Poste émetteur récepteur portatif.	19
Le choix et le travail des isolants en T. S. F.	20
Les piles à dépolariant liquide	23 24
Le récepteur superhétérodyne	26
Le radiogoniomètre du « Nec plus ultra »	27
Détermination des f. é. m. par la méthode potentiométrique	27
Variante du superhétérodyne	28
Chimie et T. S. F.	28
Piles à dépolariant solide	31
Boîte d'alimentation à multiples usages	38
Superhétérodyne transportable	40
Le problème de l'émission radioélectrique	46
L'accumulateur Almeida	48
Réalisation d'un super bibliothèque	48
Les piles sèches	53
Propriétés des antennes émettrices et réceptrices ..	54 55
L'ondemètre	57
La radio en Argentine (Montages)	58
La radio aux Orcades du Sud	59 60
Réalisation d'un Hartley	61
Récepteurs téléphoniques	62
L'antenne Zeppelin	63
Le Splitt coil Hartley	64
Redressement de la haute tension par soupapes électr.	65
La modulation	66
Transformateurs à l'émission	67
Tension plaque sur secteur continu	68
Le circuit émetteur E A J 1	69
PEARCE (W. L.). Récep. des P. O. à primaire désaccor.	6
PRACHE (J.). Le montage C 119 sur alternatif	3
PERROUX (G.). Etude qualitative de la super-réaction 1 et 4.	2
Le poste d'amateur 8 B V	3
La modulation en téléphonie S. F.	3 4
Etude du superhétérodyne	7 9 11

R

RAYER. Réalisation d'un super Une lampe	9
REINARTZ (J. L.). Rôle de la réflexion dans la propagation diurne des O. C.	17
REISS (Dr. W.). La lampe multiple, ampli. complète ..	47
REINEVALD (C). Comparaison des diff. types de C. V. Liaison par self dans les amplis HF.	37 46
Filters pour redresseurs	55
RHOTE (E.). Radiotélégrammes Seismo	66
RIVA (S.). Un C 119 bis N° manière	45
ROUBIE (R.). Le retroflex	25 26
ROBINSON (Maj. J.) L'avenir de la T.S.F. Mod. Wir.X	19
ROWE (G. C. B.) Lampe de réception à éléments multiples	30
R 0001. Ondemètre pour amateurs en r.	18
R D X 23. Courbe d'étalonnage des selfs accordées	20

S

SACAZE (M.). Essais de réception sur O. C.	3
Communications par O. C.	21 23 24 28
Super réaction par lampe bigrille	30
Ondes courtes et T. S. F. souterraine. 33 36 42	49
SAINT-ESPRIT (R. DE). Réalisation d'un redresseur ..	18
Réalisation d'un émetteur à faible puissance	21
SERREL (R.). Voulez-vous vérifier la théorie de Maxwell	5
SMITH ROSE (R. L.). Le blindage des appareils de réception	69

SUDRE (Lieutenant MSU). Les Finlandais à Paris sur bobinage	9
Montage méconnu pour la réception des ondes courtes	19
SURCHAMP (ALEX). Tour d'Europe radiophonique 64 67 68 69.	65

T

TAVANIOTIS. Quelques perfectionnements au Reinartz	14
TOURAIN (F.). Etude expérimentale de la soupape électrolytique.	13
TOUSSAINT. La batterie de plaque parfaite.	14
THONIEL (J.). La super modulation	17
THOMSON (SYDNEY). L'histoire du Reinartz	2 3
Réception sur Reinartz des Américains	8
Précautions à prendre dans les essais	4
TESSIER (G.). Antenne ou cadre	31
TEYSSIER (Lieutenant). Les abaque en T. S. F.	30
TABOUI. Radiophonie et théâtres allemands.	31
THURM (Dr.). Nouveau système de télévision 52 56	58

V

VALLON. Construction des lampes de T. S. F.	33
VERNEUIL (RAOUL). Un triodyne	43
VERNAY (AUG.) Redresseur à simple ou à double effet	52
VINOGRADOW (C. N.). Télévision et téléviseurs.	58
VIVIE (J.). Formules et mesures en T. S. F. . 15 16	18
Les accumulateurs	26
Les transformateurs	32
Les cristaux	34 35
Les ondes électromagnétiques	35
La haute fréquence	36 38
Radiogoniométrie et aviation	38
Continu et alternatif	41
Super et moyenne fréquence	42 44 45
Les imaginaires en radiotechnique	45
Supradyn ultra 8	46
La dérive des continents	53
Relai amplificateur pour O. C.	56
La radio aux U. S. A.	57
Appareils, méthodes, formules de mesure.. 62 64	65
66 68.	
Le film sonore	65 68

W

WILMOTTE (R. M.). Mesure absolue de la résistance HF	44
WILSON (ANSLOW). Les lampes anglaises	17
W. W. Tubes émetteurs métalliques de grande puissance ..	16

X

Commandant X. Les ultra-sons	21 22 23
L'Ice patroll et la T. S. F.	30
La T. S. F. à l'Académie des Sciences	33
Télégraphie et téléphonie S. F. transatlantique	35
Station française de ZI-KA-WEI	37
Première exposition internationale de T. S. F.	38
Propagation des ondes	39
La T. S. F. trahit	46
Les grandes heures de la T. S. F.	49
T. S. F. et stratégie navale britannique	56
Comparaison internationale des étalons de fréquence pour mesurer les oscillations radio-électriques	65

Q. S. T. FRANÇAIS



TABLE CHRONOLOGIQUE DES MATIÈRES



N° 58. — Janvier 1929

	Pages
Radiophonie et phénomènes de propagation (Gl. CARTIER)	3
En feuilletant les comptes rendus (J. GRANIER)	6
La radio en Argentine (Montages) (A. PLANES-PY)	11
La question de l'amplification (P. OLINET)	16
La nature des oscillations des oscillateurs à lampes (G. H. D'AILLY)	23
L'excitation des antennes en fonct. (S) (G. H. D'AILLY)	32
Cadres à enroulements multiples (R. ALINDRET)	38
Etude d'un système oscillant (S) (D ^r KONTESCHWELLER)	44
Enregistrement électrique des disques (R. LEROY)	46
Télévision et téléviseurs (C. N. VINOGRADOW)	50
Boutons démultiplicateurs (L. L'HOPITAULT)	54
Nouveau système de télévision et télécinéma (D ^r L. THURM)	58
Chez les constructeurs	60

N° 59. — Février 1929

Radiophonie et phénomènes de propagation (Gl. CARTIER)	3
Mesures de résistances (J. GRANIER)	4
La radio aux Orcades du sud tr. par (A. PLANES-PY)	10
Recherches et essais sur les lampes de T. S. F. (S) (A. KIRILOFF)	13

	Pages
Nature des oscillations... (S) (G. H. D'AILLY)	18
Sélectivité et résonance (Y. DOUCET)	22
Ondemètre pratique (R. ALINDRET)	29
L'excitation d'une antenne... (S) (G. H. D'AILLY)	32
Causerie sur la matière (L. LAPORTE)	35
Soupapes électrolytiques au tantale (J. PEUBE)	40
Secrets de fabrication des disques (R. LEROY)	46
Les codes météorologiques	50
Amplification BF par transformateurs (P. R. DYSTERHUIS Y. B. F. J. GROEHEVELD)	55
Brevets étrangers (Ch. FABER)	60

N° 60. — Mars 1929

Radiophonie et phénomènes de propagation (Gl. CARTIER)	2
Excitation d'une antenne... (S) (G. H. D'AILLY)	5
T. S. F. et météorologie (L. DE LA FORGE)	8
Etude d'un système oscillant (D ^r T. KONTESCHWELLER)	13
La radio aux Orcades du sud (suite et fin) (Tr. A. PLANES-PY)	18
Recherches et essais sur les lampes (S) (A. KIRILOFF)	22
Nature des oscillations d'un émetteur (S) (G. H. D'AILLY)	30
Ondemètre pratique (S) (R. ALINDRET)	33
Les codes météorologiques	41

	Pages
B. G. P. mixte (R. LEPESQUEUR)	43
L'amplification dans la télévision (G. H. D'AILLY)	45
Mesures de longueurs d'onde en val. absolue (DOREAU et DUREPAIRE)	52
Progrès dans la construction des haut-parleurs	57
Brevets étrangers (Ch. FABER)	60

N° 61. — Avril 1929

Radiophonie et phénomènes de propagation (Gl. CARTIER)	2
Méthodes particulières pour la mesure des résistances (J. GRANIER)	5
Le chemin du rayon électromagnétique (S) (L. DE LA FORGE)	12
Le problème de l'amplification (S) (P. OLINET)	17
Dangers de l'électricité (J. GRANIER)	23
Enregistrement électrique des disques (R. LEROY)	28
Réalisation d'un Hartley (A. PLANES-PY)	31
Etude d'un circuit oscillant (Dr T. KONTESCHWELLER) ..	33
Caractéristique et amplification (P. OLINET)	35
Mesure des éléments de self (J. B.)	41
Résonance et sélectivité (S) (Y. DOUCET)	47
Recherches et essais sur les lampes (S) (A. KIRILOFF)	51
Tubes émetteurs et modulateurs (J. MARCOT)	56

N° 62. — Mai 1929

Radiophonie et phénomènes de propagation (Gl. CARTIER)	2
T. S. F. et Education	5
Appareils, méthodes, formules de mesure (J. VIVIE)	10
Nature des oscillations (S) (G. H. D'AILLY)	16
Piles sèches et piles inversables (L. L'HOPITAL)	18
Etude d'un système oscillant (Dr T. KONTESCHWELLER) ..	26
Récepteurs téléphoniques (A. PLANES-PY)	30
L'excitation d'une antenne... (S) (G. H. D'AILLY)	35
La question de l'amplification (S) (P. OLINET)	37
Montage sur continu (R. LEPESQUEUR)	46
Recherches et essais sur les lampes (S) (A. KIRILOFF)	50
L'enregistrement électrique des disques (R. LEROY)	56
Amplification et caractéristiques (S) (P. OLINET)	60
Table de contrôle des longueurs d'onde	65

N° 63. — Juin 1929

Induction (Gl. CARTIER)	3
Rôle des électrons libres dans la propagation des ondes courtes (J. GRANIER)	6
La question de l'amplification (S) (P. OLINET)	12

	Pages
Recherches et essais sur les lampes (S) (A. KIRILOFF)	18
Grandes applications de la T. S. F. (L. DE LA FORGE) ..	23
L'électrolyse (FARAD)	25
Pendules élect. et remise à l'heure autom.	31
Etat actuel des procédés Baird (L. DE LA FORGE)	35
La technique phonographique (L. DUMY)	38
L'antenne zeppelin (A. PLANES-PY)	41
Supradyn 3-6 (R. ALINDRET)	45
Le bidyn valise (A. LEPESQUEUR)	50
Conseils d'un bricoleur	54
A travers la presse étrangère	57
Nouveautés industrielles	61
Table de longueurs d'onde des stations de radiodiffusion ..	67

N° 64. — Juillet 1929

Le courant électrique (Gl. CARTIER)	3
Observations radiotélégraphiques pendant l'éclipse de soleil du 29/6/1927 (L. DE LA FORGE)	4
Les rayons X (P. BLANC)	9
Multiplex Marconi-Mathieu (G. A. MATHIEU)	16
Technique phonographique (L. D.)	20
A propos des vibrations acoustiques	21
En parcourant la Foire de Paris	21
L'amplification d'enregistrement	22
Résonance et sélectivité (S) (Y. DOUCET)	25
La question de l'amplification (S) (P. OLINET)	31
Appareils, méthodes formules de mesures (S) (J. VIVIE) ..	37
Les haut-parleurs électrodynamiques (H. DELFOSSE)	40
Supradyn G. E. 6 (R. ALINDRET)	46
Pick-up V 64 (R. LEPESQUEUR)	48
Tour d'Europe radiophonique (Alex SURCHAMP)	52
Le Split Coil Hartley (A. PLANES-PY)	57
Conseils d'un bricoleur	61
Revue de la presse étrangère	65
Nouveautés industrielles	68
Table des longueurs d'onde des stations de radiodiffusion	71

N° 65. — Août 1929

Les origines de la théorie atomique (Gl. CARTIER)	2
Comparaison internationale des étalons de fréquence pour oscillations radioélectriques (Commandant X.)	3
Appareils, méthodes, formules de mesures (S) (J. VIVIE) ..	8
Le film sonore (J. VIVIE)	12
L'électrolyse (suite et fin) (FARAD)	18
Amplificateurs d'enregistrement (L. DUMY)	28
Vers la fabrication du disque (L. DUMY)	31
Cellules photo-électriques (L. DE LA FORGE)	33

	Pages
Le super S. A. 65 (R. LEPESQUEUR)	39
Laboratoire à bon marché (J. GRANIER)	43
Redressement de la H.T. par soupapes élect. (A. PLANES-PY)	47
A travers la presse étrangère	51
Tour d'Europe radiophonique (A. SURCHAMP)	53
La naissance d'une pile (R. ALINDRET)	61
Brevets étrangers (Ch. FABER)	65
Nouveautés industrielles	67
Table des longueurs d'onde des stations de radiodiffusion	

N° 66. — Septembre 1929

Causerie de Sir Fleming (Gl. CARTIER)	3
La question de l'amplification (<i>suite et fin</i>) (P. OLINET)	5
Amplification et détection (P. B.)	10
Appareils, formules, méthodes de mesure (S) (J. VIVIE)	14
Le dernier étage d'amplification (P. OLINET)	20
Radiotélégrammes <i>Seismo</i> (E. RHOTE)	25
Stabilisations des HF par quartz	31
La modulation (A. PLANES-PY)	35
Technique phonographique	41
Recherches et essais sur les lampes (A. KIRILOFF)	46
Le circuit magnétique (P. FARAD)	53
Fonctionnement des soupapes électrolytiques (Y. DOUCET)	58
Super S. A. 65 (S) (R. LEPESQUEUR)	62
A travers la presse étrangère	65
Conseils d'un bricoleur	67
Amplificateurs	70
Table des longueurs d'onde des stations de radiodiffusion	73

N° 67. — Octobre 1929

Le courant continu (Gl. CARTIER)	3
Marconi (L. DE LA FORGE)	5
Radio-Alger (Fred BEDEIL)	8
Tour d'Europe radiophonique (A. SURCHAMP)	11
Pertes dans circuits parcourus par courants HF (J. B.)	19
T. S. F. et calcul des probabilités (J. GRANIER)	26
Transformateurs utilisés à l'émission (A. PLANES-PY)	31
C 119 L. M. (R. LEPESQUEUR)	36
Un capacimètre précis (R. ALINDRET)	40
Secrets de l'enregistrement (L. D.)	43

	Page
Haut-parleurs électrodynamiques (S) (H. DELFOSSE)	4
Recherches et essais sur les lampes (S) (A. KIRILOFF)	5
Conseils du bricoleur	6
A travers la presse étrangère	6
Table des longueurs d'onde des stations de radiodiffusion	7

N° 68. — Novembre 1929

Ondes longues et ondes courtes (Gl. CARTIER)	
Les idées du professeur Eddington (L. DE LA FORGE)	
Appareils, méthodes, formules de mesure (J. VIVIE)	18
Le film sonore (S) (J. VIVIE)	23
Tour d'Europe radiophonique (A. SURCHAMP)	26
Le circuit magnétique (S) (P. FARAD)	35
Tension plaque sur secteur continu (A. PLANES-PY)	45
La reproduction du disque (L. D.)	49
Amplificateur de puissance (R. ALINDRET)	53
Réglage des récepteurs par Valundia	56
Conseils du bricoleur	61
A travers la presse étrangère	65
Table des longueurs d'onde des stations de radiodiffusion	69

N° 69. — Décembre 1929

Réceptions successives (Gl. CARTIER)	3
Nouvelles études de la couche de Kennely-Heaviside par la méthode des échos (L. A. HAFSTAD et M. A. TUVE)	5
Les rayons X (S) (P. BLANC)	7
Stroboscopie et applications à la T. S. F. (Y. DOUCET) ..	12
C 119 — 3 A (R. LEPESQUEUR)	19
Radio P. T. T. Nord	21
Le circuit émetteur de EAJ (A. PLANES-PY)	21
En 1935 (DE KORSOUN)	21
Le dernier étage d'amplification (S) (P. OLINET)	21
Le blindage des appareils de réception (R. L. SMITH-ROSE) ..	31
Filtre MF et sélectivité du super (J. DUSAILLY)	31
Changement de fréquence, détection et analyses complémentaires (P. OLINET)	41
Tour d'Europe radiophonique (A. SURCHAMP)	41
Conseils d'un bricoleur	51
Les brevets étrangers (Ch. FABER)	51
A travers la presse étrangère	51

QST

FRANÇAIS

ET

RADIO

ELECTRICITE

REUNIS

Paraissant le 1^{er} de chaque mois

ABONNEMENTS :

France et Colonies.. .. 70 fr. par an
 Étranger 100 fr. par an

DIRECTION, ADMINISTRATION, PUBLICITÉ :

53, Rue Réaumur, PARIS (2^e)

TÉLÉPHONE :

Louvre 03-72

Directeur : Henry ÉTIENNE

Engineering Library

Sommaire :

Pages

Pages

La Radiophonie et les phénomènes de propagation (Suite) (Général CARTIER)	3
En feuilletant les comptes rendus (J. GRANIER, Docteur ès sciences)	6
La Radio en Argentine (André PLANÈS-PY, f8EI)	11
La question de l'amplification (P. OLINET, Ingénieur Radio E.S.E.)	16
La nature des oscillations d'un émetteur à lampe (G.-H. D'AILLY, Docteur ès sciences)	23
L'excitation d'une antenne en fonction de la direction du champ électromagnétique (Suite) (Gustave HACK, Docteur ès sciences)	32
Les cadres à enroulements multiples (R. ALINDRET)	38

Etude d'un système oscillant (Suite) (Docteur Titus KONTESCHWELLER)	44
L'enregistrement électrique des disques (R. LEROY, Ingénieur E. C. P.)	46
Télévision et téléviseurs (C.-N. VINOGRADOW, Ingénieur Radio E. S. E., Licencié ès sciences)	50
Boutons démultiplicateurs (Louis L'HOPITAL)	54
Un nouveau système de télévision et de télécinématographie (Docteur Léon THURM)	58
Chez les constructeurs	60

Reproduction interdite pour tous pays y compris la Suède et la Norvège (Copyright by Henry Etienne, Paris).

Le livre qui fait autorité



PRATIQUE et THÉORIE de la T. S. F.

par PAUL BERCHE



600 pages - 600 figures
Format 16 × 25

Prix relié: 50 fr.



Henry ÉTIENNE, Éditeur
53, Rue Réaumur - PARIS (2^e)



LES CONSEILS DU D^r MÉTAL

Doublez l'intensité de vos
réceptions en exigeant de
votre revendeur habituel,
pour l'amplification B. F.,

LA NOUVELLE
lampe de puissance
à filament à oxyde

MÉTAL D.Y. 604

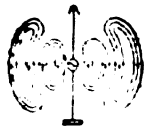
VOUS SEREZ ÉTONNÉ DES RÉSULTATS

Notre service technique
est à votre disposition
pour vous donner gra-
tuitement tous les rensei-
gnements dont vous
pourriez avoir besoin.

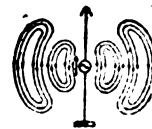


METAL-RADIO

41
rue La Boétie
PARIS



LA RADIOPHONIE ET LES PHÉNOMÈNES DE PROPAGATION



(Suite)

par le Général CARTIER

LE COURANT ÉLECTRIQUE

■ ■ ■ ■ ■

UN PEU D'HISTOIRE

AVANT de commencer l'étude du courant électrique, il convient de faire justice d'une légende dont le propagateur responsable semble être Arago et qui a été adoptée par la plupart des savants, car elle se trouve reproduite dans presque tous les ouvrages de physique.

Voici cette légende : « Galvani, étant enrhumé, pria sa femme de lui faire préparer un bouillon de grenouilles. La cuisinière, en conséquence, dépouilla un certain nombre de ces animaux, et accrocha leurs pattes de derrière, séparées du reste du corps, au balcon du laboratoire. Elle remarqua alors avec surprise que, toutes les fois que ces pattes de grenouilles, agitées par le vent, venaient à toucher le fer du balcon, elles étaient agitées de mouvements convulsifs. Madame Galvani, appelée par cette fille, informa son mari de ce fait extraordinaire... » Je ne sais jusqu'à quel point le bouillon de grenouilles était en vogue, au temps de Galvani, pour le traitement des rhumes. Mais, n'est-il pas surprenant que la cuisinière de Galvani, après avoir dépouillé ses grenouilles, ait eu l'idée plutôt bizarre de les accrocher au balcon du laboratoire ?

La vérité est tout autre, ainsi qu'il ressort clairement d'un mémoire que Galvani lui-même écrivit en 1791 et dans lequel il rend compte de cet événement :

« Je disséquai une grenouille et, me proposant tout autre chose, je la plaçai sur une table qui supportait une machine électrique : elle ne touchait point au conducteur de cette machine et en était même séparée par un assez grand intervalle. Un de ceux qui m'assistaient vint à toucher, par hasard, très légèrement, avec la pointe de son scalpel, les nerfs cru-

ciaux internes de l'animal. Aussitôt tous les muscles des pattes se contractèrent, comme s'ils eussent été agités des plus violentes convulsions tétaniques. Une autre personne qui se trouvait là pendant que nous faisons des expériences d'électricité, crut remarquer que ce phénomène se produisait au moment où l'on tirait une étincelle de la machine. Émerveillée d'un fait aussi nouveau, elle m'avertit aussitôt... J'approchai moi-même la pointe du scalpel, tantôt de l'un des nerfs cruciaux, tantôt de l'autre, pendant qu'un des assistants tirait une étincelle de la machine. Le phénomène se manifesta exactement de la même manière, c'est-à-dire que les muscles de chacun des membres furent agités de fortes contractions, comme si l'animal eût été pris du tétanos, et cela au moment même où jaillissaient les étincelles électriques. »

Voilà donc comment l'attention de Galvani fut appelée, tout à fait par hasard, sur un nouvel effet des décharges électriques.

Il poursuivit ses recherches à ce sujet pendant six ans, sans résultat appréciable, lorsqu'un jour il eut l'idée de passer un crochet de cuivre à travers la moelle épinière d'une grenouille préparée comme à l'ordinaire, et de la suspendre au balcon du palais Lamboni, qu'il habitait à Bologne. Aucune contraction sensible ne se produisit.

« Enfin, dit-il, je me mis à presser, à frotter contre les barreaux de fer (du balcon), les crochets de cuivre qui traversaient la moelle épinière de la grenouille.

« Des contractions musculaires se produisirent chaque fois que, par suite des brusques mouvements que j'imprimais aux pattes de grenouille, les muscles dénudés venaient à toucher les barreaux du balcon, établissant ainsi une communication comprenant le cuivre du crochet, la moelle épi-

nière et le nerf crucial, le fer du barreau du balcon. »

Ces expériences poursuivies en France, par Larrey dès 1793 et en Italie par Volta, conduisirent ce dernier à construire, vers 1800, la pile qui porte son nom et qui fut le premier générateur de courant électrique.

LE PREMIER DÉTECTEUR

J'ai souligné plus haut quelques mots sur lesquels je voudrais appeler l'attention. Que les lecteurs veuillent bien relire le paragraphe qui les contient et ils ne manqueront pas d'être frappés de ce fait qui me semble indiscutable, c'est que Galvani fut un précurseur de Hertz et de Branly. Sa grenouille disséquée dont les muscles se contractaient chaque fois qu'il se produisait une décharge dans leur voisinage, constituait un détecteur d'ondes, plus vieux d'un siècle environ que celui de Branly, et qui eût permis à Galvani de faire de la télégraphie sans fil, à petite distance naturellement, cent ans avant Marconi. Le hasard avait favorisé Galvani, comme il favorisa plus tard Branly. Mais il n'y eut pas à ce moment un Marconi pour comprendre et exploiter cette importante découverte.

N'est-il pas curieux que cette antériorité soit restée ignorée jusqu'à maintenant et qu'elle ait échappé aux nombreux et érudits savants qui ont écrit l'histoire de la télégraphie sans fil ?

LE COURANT ÉLECTRIQUE

Qu'est-ce qu'un courant électrique ?

Autrefois et même récemment encore, on n'aurait pu répondre nettement à cette question primordiale ; on se contentait de définir un courant électrique par certaines de ses manifestations : décomposition d'électro-

lytes, déviation d'une aiguille aimantée, action sur un autre courant, etc... L'intensité d'un courant était naturellement considérée comme proportionnelle à celle de ces manifestations et l'on avait pu ainsi concevoir des unités d'intensité électrique correspondant aux phénomènes susvisés, sans avoir aucune notion précise de la nature intime d'un courant électrique. On avait même adopté *a priori* un sens du courant qui s'est trouvé être l'inverse de ce qu'il est réellement; on a d'ailleurs persisté dans cette erreur après qu'on l'eut reconnue.

J'ai déjà eu l'occasion de signaler l'incohérence des théories ainsi échaudées et je ne veux pas insister davantage sur les inconvénients graves qui en résultent, soit au point de vue de l'enseignement officiel qui ne peut que fausser l'esprit des élèves, soit au point de vue des applications qui manquent de base solide.

Depuis cinquante ans, des progrès très sérieux ont été réalisés.

On sait ce qu'est matériellement un courant électrique et l'on a pu mesurer l'ordre de grandeur et la masse de l'élément mobile qui le constitue: cet élément, qu'on a appelé *électron*, a en effet une masse 1845 fois plus petite que celle de l'atome d'hydrogène, soit $8,4 \cdot 10^{-28}$ en unités C. G. S.

On sait, depuis les travaux de *Lorentz*, que cet électron ébranle l'éther dans lequel il circule et que ces ébranlements produisent des phénomènes appréciables dès que la vitesse de l'électron atteint quelques milliers de kilomètres par seconde, c'est-à-dire devient comparable à celle des molécules d'éther. On a même pu établir que la résistance de l'éther déforme l'électron qui s'aplatit dans le sens de son mouvement: ce qui permet d'en déduire que l'électron est élastique et par suite complexe, les éléments qui le constituent étant eux-mêmes séparés par des éléments plus subtils qui s'agitent dans leurs intervalles et au sujet desquels nous ne connaissons encore rien.

De même l'éther pour ébranler les électrons, soit qu'ils soient groupés par flots isolés dans les corps dits *mauvais conducteurs*, soit qu'ils forment des filets ininterrompus comme dans les corps *bons conducteurs*. Ce sont ces ébranlements des électrons qui constituent les phénomènes dits *électriques* et qu'on appelle *électrostatiques* ou *électrodynamiques* suivant qu'ils affectent des groupements isolés d'électrons ou des chaînes ininterrompues.

Si l'on connaissait le nombre des électrons par centimètre cube et leur vitesse moyenne d'agitation cinétique, on pourrait soumettre le *fluide électrique* aux raisonnements qui s'appliquent aux autres fluides: on n'en est pas encore là, mais cela viendra avant longtemps.

Sans doute, on estime à 10^{22} environ le nombre des électrons libres que contient un centimètre cube, d'où l'on peut déduire que la densité absolue du fluide électronique est, en unités C. G. S., d'environ $8,4 \cdot 10^{-4}$.

On pourrait même, en faisant état de ce que la pression interne d'un corps conducteur solide, c'est-à-dire sa pression électronique, fait équilibre à la pression ambiante, calculer l'ordre de grandeur de la vitesse électronique moyenne: le produit de la densité absolue sus-indiquée $8,4 \cdot 10^{-4}$ par le carré de la vitesse électronique moyenne est, en effet, égal au produit des mêmes quantités du fluide ambiant.

Dans l'air à 0° et sous la pression ordinaire, la densité absolue étant à peu près $13 \cdot 10^{-7}$ à la vitesse moléculaire moyenne 440 mètres, le produit ci-dessus est égal à 25,168. Il en résulterait pour la vitesse moyenne de l'électron une valeur d'environ 1.700 mètres, soit à peu près celle de la molécule d'hydrogène.

Cette valeur est probablement trop faible.

CONDUCTEURS ET ISOLANTS

Tous les corps sont formés de molécules entre lesquels s'agitent des électrons libres: l'éther se trouve aussi dans les intervalles moléculaires et joue un rôle prépondérant dans la propagation des phénomènes radio-électriques. Il y a en outre des fluides plus subtils et notamment le *fluide gravifique* qui, dans la bulle terrestre, produit la pesanteur et dont nous ferons abstraction dans la présente étude.

Dans les corps *bons conducteurs*, le *fluide électronique* forme des filets ininterrompus.

Dans les corps *mauvais conducteurs*, il y a des flots d'air ou de gaz qui rétrécissent les filets précités et s'opposent à la libre circulation des électrons et à la libre propagation des ébranlements produits dans le fluide électronique.

Dans les corps *isolants*, le fluide électronique forme des flots complètement séparés les uns des autres par de l'air ou des gaz: les ébranlements qui intéressent un ou plusieurs de ces flots ne peuvent se propager aux autres que par l'élasticité des gaz interposés.

Le fluide électronique est le siège des phénomènes électriques et ces derniers sont dits *électrostatiques* ou *électrodynamiques* suivant qu'ils se passent dans les flots d'électrons des corps isolants ou les filets ininterrompus des corps conducteurs.

Si l'on a constamment présent à l'esprit ce qui précède, on verra que les phénomènes électriques n'ont rien de mystérieux et qu'on peut les disséquer comme tous les phénomènes mécaniques accessibles à nos sens

ou à nos appareils ou à nos formules.

Nous examinerons d'abord les phénomènes qui constituent ou accompagnent un courant électrique *continu* et nous verrons dans quelle mesure on peut leur appliquer les formules usuelles.

J'ajouterai de suite que les molécules des corps conducteurs ne sont pas immobiles: ce sont des petites bulles, formées de groupement d'atomes, indépendantes l'une de l'autre dans une certaine mesure et animées de mouvements oscillatoires de part et d'autre d'une position moyenne en même temps qu'elles tournent autour de leur axe. L'énergie de ces deux mouvements moléculaires correspond à la *chaleur* du corps caractérisée par sa *température*.

COURANT CONTINU

Un *courant continu* est « un torrent d'électrons libres » dans les intervalles moléculaires d'un corps conducteur: j'ai employé l'expression imagée de *Jean Perrin* dans son bel ouvrage sur « Les Atomes ».

INTENSITÉ

L'intensité i d'un courant est, en chaque section d'un conducteur, la masse d'électrons qui traverse cette section, par seconde.

Si l'on appelle S la section du courant, qui est différente de celle du conducteur, d sa densité absolue et u sa vitesse, on a

$$i = S \cdot d \cdot u \quad (1)$$

L'ordre de grandeur de l'intensité

est donc $\frac{M}{T}$.

PRESSION INTERNE

La *pression interne* correspond à l'agitation cinétique de l'éther et du fluide électronique. A l'état d'équilibre, cette pression interne est évidemment égale à la pression ambiante.

PRESSION AMBIANTE ET ISOLEMENT

Les molécules des conducteurs sont maintenues groupées par la *pression ambiante*: on a l'habitude de faire intervenir à ce sujet des forces attractives mystérieuses qu'on appelle *affinité* ou *cohésion*, suivant le cas, et qui s'exerceraient entre les molécules pour les empêcher de s'écarter. Le *bon sens* ne saurait admettre de telles forces.

Le milieu ambiant est un mélange d'air et d'éther, l'air étant lui-même un mélange plus ou moins complexe de gaz et de vapeurs.

La pression ambiante est la somme des pressions cinétiques de ces différents fluides. On sait que sa valeur,

par unité de surface, peut s'exprimer, pour chaque fluide, par la formule

$$\sum \frac{1}{3} D \cdot U_q^2, \quad D \text{ et } U_q$$

étant la densité absolue et la vitesse quadratiques de chacun des fluides composants ci-dessus visés.

Cette pression ambiante maintient donc groupées les molécules et elle empêche les électrons libres de s'échapper par leurs intervalles : elle constitue l'isolement du milieu ambiant.

Si l'une de ces pressions varie, pression interne ou pression ambiante, l'équilibre se rétablit par une variation correspondante du volume et par suite de la densité électronique internes. Ainsi une augmentation de la pression ambiante produit une compression du conducteur. Une augmentation de la pression électronique entraîne une dilatation du conducteur : il peut en résulter une diffusion d'électrons dans le milieu ambiant et même une dislocation des groupements moléculaires du conducteur.

L'éther, pouvant être considéré comme exerçant la même pression, à l'intérieur et à l'extérieur du conducteur, on peut admettre que la pression électronique fait équilibre à la pression de l'air ambiant : cette pression est égale à $\frac{1}{3} d \cdot U_{eq}^2$, en appelant U_{eq} la vitesse quadratique des électrons.

PRESSION TRANSVERSALE D'UN COURANT

Un courant de vitesse constante u exerce sur le milieu ambiant la même pression transversale P_t que le fluide interne en équilibre.

On a donc

$$P_t = \frac{1}{3} d \cdot U_{eq}^2 \quad (2)$$

Quand l'intensité varie, il en est de même de d et par suite de P_t ; il en résulte une dilatation ou une contraction transversales que nous étudierons plus loin, et qui ramènent d et P_t à leurs valeurs normales.

PRESSION LONGITUDINALE D'UN COURANT

La pression E , dans le sens du courant, est égale, par unité de surface,

$$d \cdot u^2 \cdot f\left(\frac{u}{U_p}\right)$$

U_p étant la vitesse de propagation des ébranlements dans le fluide électronique. Cette vitesse de propagation U_p étant proportionnelle à la vitesse électronique moyenne U_e , on peut écrire :

$$E = d \cdot u^2 \cdot f\left(\frac{u}{U_e}\right) \quad (3)$$

La pression E_s , sur la surface S du courant, s'en déduit :

$$E_s = S \cdot d \cdot u^2 f\left(\frac{u}{U_e}\right) \quad (4)$$

PUISSANCE D'UN COURANT

La puissance W d'un courant est l'énergie débitée par unité de temps. On a donc

$$W = \frac{1}{2} S \cdot d \cdot u^3 \quad (5)$$

REMARQUE

Dans les ouvrages classiques, c'est l'intensité $i = S \cdot d \cdot u$ qui entre dans la plupart des formules : il n'est pas fait état de la vitesse u qui joue cependant un rôle prépondérant.

Cela tient à ce que l'intensité n'y est pas définie objectivement, comme nous venons de le faire, mais empiriquement et par l'action qu'exercent deux courants l'un sur l'autre.

C'est de là que part le malentendu qui obscurcit toutes les théories échafaudées jusqu'à ce jour. Il en résulte, pour les grandeurs électriques, des ordres de grandeur tout à fait invraisemblables et sur lesquels j'aurais mauvaise grâce d'insister.

QUANTITÉ D'ÉLECTRICITÉ

Une quantité d'électricité est une masse d'électrons et son ordre de grandeur est M .

On pourrait aussi en faire l'énergie cinétique d'une masse M d'électrons, c'est-à-dire $\frac{1}{2} M \cdot U_{eq}^2$: comme U_{eq} est sensiblement constant dans les phénomènes électriques qui nous sont accessibles, il n'y a pas intérêt à faire intervenir cette vitesse.

FORCE ÉLECTROMOTRICE

La force électromotrice est la force qui pousse les électrons libres du conducteur. Cette force résulte de phénomènes qui se passent dans la génératrice et qui sont bien différents suivant que cette génératrice est une pile ou une machine électrique, *dynamo* ou *magnéto*.

Dans une pile, ainsi que l'avait deviné Arrhénius, et ainsi qu'il a été reconnu après lui, les molécules de l'électrolyte sont dissociées et les électrons qui séparaient leurs atomes composants sont libérés et versés dans les canaux internes où ils s'ajoutent à ceux qui s'y trouvaient déjà. Il en résulte une augmentation de densité électronique et par suite de pression interne : c'est cette augmentation de pression interne qui constitue la force électromotrice. Pourquoi les électrons libérés ne s'échappent-ils

pas dans l'atmosphère ? Nous avons dit qu'ils en étaient empêchés par la pression ambiante. Pourquoi se diffusent-ils dans le conducteur qui réunit les pôles, en partant du pôle — et non du pôle + ? Je ne connais pas d'explication bien claire de ce fait ; sans doute, la poussée interne qui s'exerce dans tous les sens trouve-t-elle dans le zinc qui constitue la cathode une résistance moindre que dans le cuivre ou le charbon de l'anode. Quoi qu'il en soit, c'est par le zinc que les électrons libérés sortent de la pile pour se répandre dans le conducteur qui réunit les deux pôles et y produire cet écoulement d'électrons qui constitue le courant électrique. Il est à remarquer que si le corps qui constitue le pôle + ne laisse pas sortir les électrons libérés dans la pile, il semble absorber par sa face extérieure ceux qui arrivent du pôle — par le conducteur puisque le courant continue tant que dure la dissociation de l'électrolyte.

La poussée, dans l'intérieur de la pile, s'exerce donc sur toute la longueur des canaux internes qui vont du pôle + au pôle — et elle est proportionnelle à la masse des électrons libérés c'est-à-dire à la masse d'électrolyte décomposée. C'est un peu ce qui se passe dans un réservoir ouvert à sa partie inférieure où le liquide est poussé sur toute sa hauteur par la pesanteur et sort avec une vitesse dont le carré est sensiblement proportionnel à la différence de niveau.

Il en est de même dans la pile. La pression par unité de surface au pôle — est donc proportionnelle à la longueur des canaux internes et de plus à la densité du jet d'électrons : cette pression est la force électromotrice. Cela explique que la force électromotrice des piles associées en dérivation est indépendante du nombre des piles tandis que, dans les piles associées en série, elle est proportionnelle à leur nombre.

Nous verrons ultérieurement le mécanisme par lequel, dans les induits des machines électriques, il y a aussi une poussée des électrons libres dans le sens du pôle + au pôle —, poussée qui produit dans le conducteur extérieur un courant allant du pôle — au pôle +, les électrons constituant ce courant parcourant un circuit fermé, sans diffusion dans le milieu ambiant et sans qu'il y ait addition d'électrons à ceux que contient normalement le circuit précisé.

L'ordre de grandeur de la force électromotrice ainsi définie est $\frac{M}{LT}$.

La poussée sur la surface de la section du conducteur a pour ordre de grandeur $\frac{ML}{T^2}$.

EN FEUILLETANT LES COMPTES RENDUS...

par J. GRANIER, *Docteur ès Sciences*

■ ■ ■ ■ ■

A l'Académie des Sciences se réunissent chaque semaine pour discuter des dernières découvertes les plus éminents de nos savants. Les comptes rendus de ces séances, publiés par les soins des secrétaires perpétuels, constituent, en quelque sorte, les archives de la Science française ; aussi pensons-nous intéresser nos lecteurs en les invitant à feuilleter avec nous le gros volume que constituent les comptes rendus du dernier trimestre et en attirant leur attention sur les mémoires qui, de près ou de loin, se rapportent à la T.S.F.

I. — Commençons par une communication de M. Bigourdan relative aux signaux horaires. Question bien ancienne, puisqu'il y a déjà une vingtaine d'années que l'on transmet régulièrement l'heure par sans-fil, et pourtant sujet toujours d'actualité, puisque l'on n'a pas encore réussi à se mettre d'accord sur la composition de ces signaux.

Occupons-nous simplement de ce qui se passe en Europe, à la Tour Eiffel en particulier, et nous verrons que l'on y emploie simultanément deux systèmes de signaux : le système dit " International ou Onogo " et le système des signaux rythmés.

Le système Onogo est ainsi appelé parce qu'il utilise la transmission successive des lettres *o*, *n*, *o*, *g* et *o*. Prenons par exemple l'émission qui se termine à 9 h. 30 et précisons-en la composition. Tout d'abord, à 9 h. 27 commencent quelques signaux préliminaires destinés à permettre le réglage des appareils récepteurs ; ils sont constitués par des séries d'*x* (— .. —) et sont suivis par une lettre *O* (— — —) dont la fin du dernier trait coïncide exactement avec 9 h. 28. Puis se suc-

cèdent de 10 secondes en 10 secondes cinq lettres *N* (— .) dont les points se produisent exactement à 9 h. 28 m. 10 s. etc... 9 h. 28 m. 50 s. Un petit intervalle, encore un *O* qui se termine à 9 h. 29 m., et enfin cinq lettres *G* (— — .) jouant un rôle identique à celui des *N* précédents et dont les points se produisent à 9 h. 29 m. 10 s., etc... 9 h. 29 m. 50 s. Et, pour finir, un *O* dont la fin coïncide avec 9 h. 30.

Comme variante, on a préféré remplacer dernièrement les *O* par des séries de 6 points, mais cette modification ne change pas beaucoup la physionomie de ces signaux.

Avec ce système, il est vraiment commode de régler sa montre, puisque toutes les 10 secondes on a la possibilité de vérifier l'exactitude de sa marche, en particulier au moyen des tops qui terminent les *N* ou les *G*. On ne risque pas non plus de commettre d'erreurs grossières, de se tromper de 10 secondes par exemple, puisque la fin de chaque minute est marquée par un *O* ; et d'autre part, on ne peut confondre la première minute avec la seconde puisque les *N* se différencient nettement des *G*. Aucune crainte de ce côté, et même si de puissants parasites empêchent la réception de quelques signaux, il en reste toujours assez pour permettre le réglage.

Et pourtant, le système Onogo, considéré au début comme excellent, s'est, à l'usage, révélé insuffisant, à mesure que les applications des signaux horaires devenaient plus nombreuses. Certes, si l'on désire simplement régler sa montre pour ne pas arriver en retard à son bureau, ce système offre une précision vraiment exagérée ; pour la détermination de la po-

sition d'un navire, il est parfait, car il fournit facilement l'approximation du cinquième de seconde. Mais lorsque l'heure doit être connue à moins d'un centième de seconde, comme c'est le cas dans bon nombre de mesures géodésiques, il devient nécessaire de remplacer ou de compléter ce système par un autre susceptible de donner plus de précision.

Remplacer ou compléter, dis-je, car, sous prétexte de donner aux signaux une plus grande précision qui peut être utile dans quelques cas particuliers, il ne faut pas perdre de vue la qualité essentielle qui dérive de l'emploi du système précédent : la sécurité. Il ne faut pas oublier que la grande majorité des usagers se contente largement de l'approximation du cinquième de seconde et ne reçoit les signaux que dans de mauvaises conditions, à travers un brouillage intense de parasites ou de communications étrangères. C'est pour cette raison qu'à l'heure actuelle le système Onogo reste toujours en vigueur, mais qu'on le complète par une série de signaux rythmés dits « signaux de coïncidence ».

Ces signaux de coïncidence comprennent une série de 300 points et 6 traits répartis sur 5 minutes, les traits occupant dans cette suite les numéros 1, 62, 123, 184, 245 et 306 et servant uniquement à faciliter le comptage. L'intervalle qui sépare deux points successifs est de 60/61 de seconde ; il en est de même de l'intervalle qui sépare le début de chaque trait du point qui le précède ou de celui qui le suit. Le début de chaque trait coïncide avec le commencement d'une minute. Pour vérifier la marche d'un chronomètre au moyen de ces signaux, on écoute simultanément

ment ceux-ci et le tic-tac de l'appareil. Ces deux séries de sons ont des fréquences voisines mais non identiques, de sorte qu'il y aura chaque minute un instant où l'oreille les percevra simultanément. Connaissant le numéro d'ordre du signal pour lequel se produit cette coïncidence, on en déduira immédiatement l'heure à 1/60 de seconde près ; il suffira d'appliquer ici la théorie élémentaire du vernier.

L'inconvénient de ces signaux de coïncidence, c'est que le début des minutes n'est pas indiqué d'une manière très efficace, la durée des traits correspondants étant nécessairement inférieure à 1 seconde (0'4 exactement pour un trait contre 0'2 pour un point) ; le moindre parasite peut amener une confusion et fausser les résultats. Aussi peut-on se demander s'il n'est pas possible, pour concilier à la fois la sécurité comme dans le système Onogo et la précision comme dans le système des signaux rythmés, de modifier ce dernier pour rendre plus apparent le début de chaque minute sans gêner l'observation des coïncidences. C'est à cette question que répond la note suivante de M. Bigourdan.

• La plus ancienne émission connue de signaux horaires radiotélégraphiques eut lieu à Paris en 1904 et fut bientôt suivie d'autres faites en Allemagne. Ces premières émissions furent plus ou moins imitées dans la suite, mais ce n'est qu'en 1910 qu'on établit les premiers services réguliers et journaliers.

D'abord, les signaux quotidiens, dits aussi ordinaires, devaient être exacts à une demi-seconde et servir principalement pour la navigation ; mais on fut bientôt amené à prévoir des signaux plus exacts pour les longitudes et l'on pensa naturellement aux signaux rythmés, émis d'abord au nombre de 180 en 3 minutes et observés par coïncidences.

Les émissions furent réglementées par les conférences internationales de Paris de 1912 et de 1913 ; bientôt on commanda les signaux ordinaires par des appareils automatiques. On employa aussi des signaux demi-automatiques, de sorte qu'à Paris seulement on émettait trois sortes de signaux, de précision variable, s'adressant à diverses catégories d'utilisateurs.

Ailleurs on avait aussi des signaux

variés ; et quoique les signaux demi-automatiques aient été supprimés par l'Union astronomique internationale en 1925, le nombre total des variétés de signaux pour la terre entière atteint aujourd'hui 40 environ. Il y aurait pour tous, et en particulier pour les besoins de la navigation, avantage évident à n'avoir partout qu'un même type de signaux ; cependant on conserva en 1925 les signaux automatiques (Onogo) parce que les diverses minutes y sont mieux marquées que dans les signaux rythmés actuels. Par suite, si dans les signaux rythmés on pouvait distinguer aussi facilement les diverses minutes que dans les automatiques, il n'y aurait plus lieu de conserver ceux-ci. Or, cela serait possible avec un nouveau schéma que je préconise et qui est représenté sur une première figure (au moyen d'un trait durant 1 seconde on met en évidence deux points immédiatement avant la deuxième minute, trois points avant la troisième, etc.). La deuxième figure représente les signaux rythmés d'aujourd'hui (conformes à la description donnée antérieurement). Dans les deux figures les signaux sont distribués sur cinq spires concentriques, la première minute étant la plus rapprochée du centre. Cette première minute est précédée parfois de signaux préliminaires qui n'ont pas été réglementés. Certains observateurs ont demandé la suppression de ces signaux préliminaires pour gagner du temps, mais ils sont indispensables quand les mêmes appareils doivent servir successivement pour plusieurs longueurs d'onde très différentes.

La comparaison des deux schémas montre immédiatement la modification que je propose pour indiquer les diverses minutes.

Première minute : elle est toujours connue par les signaux préliminaires.

Deuxième minute : elle est précédée de deux points indicatifs annoncés par un trait.

Troisième minute : elle est précédée de trois points indicatifs annoncés également par un trait, etc.

La comparaison avec les signaux automatiques montre que les minutes du nouveau schéma seront au moins aussi nettement indiquées que celles du schéma actuel des automatiques. Aussi ce nouveau schéma a retenu l'attention de la Commission interna-

tionale de l'Heure, lors de ses réunions récentes à Leyde (juillet 1928). Toutefois, je dois mentionner que, sans toucher au principe même, diverses modifications ont été envisagées. Ainsi on a demandé :

1° Que les traits annonçant les points indicatifs de la prochaine minute ne puissent pas se confondre avec le trait qui, conventionnellement, commence chaque minute. Il est facile de faire les nouveaux traits de 2 secondes, de 3 secondes, par exemple, mais on augmentera les chances de perdre plus de coïncidences.

2° Qu'ils suivent le commencement de la minute au lieu de le précéder.

3° Que les points indicatifs de la prochaine minute soient répétés deux fois. Cela est également facile mais est sujet à la même objection que ci-dessus.

4° Qu'au lieu de traits pour annoncer les points indicatifs de la minute, on eût un silence plus ou moins long ; mais il faut rappeler qu'en 1922 de tels silences furent remplacés par des points à la demande des observateurs très éloignés. Ce sera à la Commission de l'Heure de concilier au mieux ces divers desiderata et à prendre une décision définitive.

Il y aura lieu de considérer aussi la réalisation pratique du schéma préconisé, ce qui exigera un peu de temps ; mais dès maintenant je puis dire que l'appareil émetteur correspondant sera moins coûteux que celui des appareils construits aujourd'hui pour les signaux automatiques.

Le nouveau schéma aurait donc un double avantage : il serait plus économique et il permettrait de contribuer à la multiplication des signaux dont on reconnaît généralement les avantages, d'ailleurs évidents.

Quand le système sera entré dans la pratique, on pourra reviser la liste des émissions de signaux, car il suffirait, sans doute, qu'en tout point de la terre, continental ou océanien, on eût des signaux toutes les heures rondes ; et il en résulterait encore une autre économie importante. »

II

Lorsqu'on a comparé les résultats obtenus expérimentalement pour la portée des ondes longues avec ceux qui découlent de la formule d'Austin, on a trouvé une concordance assez

satisfaisante ; certes, les valeurs numériques sont loin d'être identiques, mais en tous cas elles sont comparables ; le rapport entre les nombres observés et les nombres calculés peut atteindre 2 ou 3 le jour, 5 ou 10 la nuit, mais rarement davantage.

Avec les ondes très courtes, rien de pareil. La formule d'Austin est complètement inapplicable, même en première approximation ; le champ électrique réellement obtenu est des centaines de milliards de fois plus fort que celui qu'on pourrait calculer, puisqu'avec quelques watts on a pu traverser l'Atlantique. De plus, la propagation des ondes courtes présente des caractères surprenants : fading, zones de silence. Aussi cette constatation a-t-elle amené peu à peu les théoriciens à imaginer dans la haute atmosphère une couche conductrice, la couche d'Heaviside, sur les propriétés de laquelle on n'est d'ailleurs pas tout à fait d'accord.

La plupart des physiciens qui se sont occupés de la question ont supposé que cette couche était relativement homogène ou que son ionisation suivait en fonction de l'altitude une loi bien régulière. Il ne semble pas que cette représentation soit suffisante pour expliquer des phénomènes d'écho relativement instables et il serait préférable d'admettre l'existence de nuages électroniques se déplaçant au hasard dans le ciel. Tel est l'objet de la note suivante de M. Jouaust.

« On ne saurait douter aujourd'hui que les grandes portées réalisées par les ondes radiotélégraphiques, en particulier par celles inférieures à 100 mètres, sont dues à des propriétés particulières de la haute atmosphère, mais le mécanisme de la propagation de ces ondes est encore mal connu. On admet l'existence dans la partie supérieure de la stratosphère d'une couche fortement ionisée qui renverrait vers le sol les ondes rayonnées dans l'espace par une réflexion ou plus exactement par une réfraction, c'est-à-dire par un phénomène du même genre que le mirage.

« Mais cette explication ne rend pas compte de divers faits observés. Les ondes réfractées ne pourraient revenir au sol qu'à une distance assez éloignée du transmetteur, et l'on a pu constater, en produisant des signaux brefs, l'existence d'échos, existence qui se

manifeste déjà à quelques kilomètres du poste émetteur. Ces échos, parfois multiples, semblent provenir d'une altitude de 200 à 400 kilomètres, altitude qui varie souvent en quelques instants. Enfin, la théorie de la réfraction nécessite une certaine homogénéité de la haute atmosphère et les divers auteurs qui ont cherché à la traiter mathématiquement ont dû admettre pour la densité ionique (nombre d'électrons par unité de volume) une loi de variation régulière en fonction de l'altitude.

« Cette dernière hypothèse paraît peu vraisemblable. Les relations entre l'activité solaire et l'état magnétique terrestre semblent bien indiquer, comme l'ont montré tout récemment les travaux de Maurain, que les variations des constantes magnétiques sont dues à une ionisation à grande altitude provoquée par des particules émanées du soleil, les mêmes dont l'arrivée dans notre atmosphère se manifeste souvent par des aurores.

« Le fait que les échos semblent provenir d'une hauteur qui correspond à celle des aurores, que, d'autre part, la raie verte caractéristique des aurores est visible sous toutes les latitudes, conduit à supposer que ce sont les mêmes causes d'ionisation qui interviennent dans la propagation des ondes.

« Cette émission de particules électrisées par le soleil présente évidemment le même caractère de discontinuité que l'émission d'électrons par les corps incandescents (effet Schottky). Il est donc probable que la densité ionique de la haute atmosphère présente d'importantes fluctuations et qu'on doit considérer que les couches élevées de la stratosphère contiennent des nuages d'électrons dont les dimensions sont du même ordre que celles des ondes radiotélégraphiques.

« Ces nuages électroniques seraient donc capables de diffuser les ondes dans toutes les directions.

« Sans prétendre qu'il faille chercher à expliquer par la diffusion tous les faits observés en radiotélégraphie, nous voulions attirer l'attention sur un phénomène qui est susceptible de jouer un rôle important et qui, à notre connaissance, a été complètement négligé par tous les physiciens qui se sont occupés de la question. »

III

Passons maintenant à un sujet bien différent : les oscillations obtenues avec une lampe à néon. Les lecteurs de l'*Antenne* connaissent bien le montage qui leur a été indiqué par M. d'Ailly. La lampe à néon est mise en parallèle avec un condensateur de un ou deux microfarads et l'ensemble est alimenté sous 110 volts à travers une résistance de un mégohm par exemple. On obtient alors de brusques éclairs de la lampe, dont l'espacement dépend de la valeur de la capacité et de celle de la résistance. Le courant qui circule dans la lampe est loin d'être sinusoïdal, et sa période n'est d'ailleurs pas très constante. Comme ce montage est d'ailleurs susceptible d'applications importantes, il peut être intéressant de stabiliser cette période et c'est ce qu'ont eu en vue MM. Bedeau et de Mare dans la note que l'on va lire :

« On sait que lorsqu'on monte en série une pile, une résistance et une capacité, cette dernière se charge suivant une loi exponentielle et qu'au bout d'un temps théoriquement infini la différence de potentiel aux bornes de la capacité est égale à la force électromotrice E de la pile. Il est bien connu encore que si l'on monte en parallèle aux bornes de la capacité une lampe comportant deux électrodes dans une atmosphère de néon, celle-ci s'allume si la tension V , aux bornes, atteint une certaine valeur V_1 et qu'elle ne s'éteint que pour une tension V_2 inférieure à V_1 . Si, par conséquent, E est plus grand que V_1 , la lampe s'allumera périodiquement. Van der Pol a donné le nom d'oscillations de relaxation aux oscillations qui se produisent dans le circuit et il a fait remarquer dans une conférence récente que la période de telles oscillations n'était pas très constante. Nous nous sommes proposé de stabiliser ces oscillations au moyen d'un diapason et de mesurer ensuite la fréquence du diapason.

« Nous utilisons un diapason entretenu électriquement et monté comme il a été indiqué dans une note précédente (1927, p. 1161). Avec un tel montage on obtient dans le circuit plaque de la dernière triode un courant I de période T égale à celle du diapason et représenté en fonction du temps par une courbe en « grecques ».

Pour fixer les idées, nous poserons $T = 10^{-3}$ seconde. Soit alors un circuit comprenant une pile de force électromotrice E , une résistance R , une capacité C aux bornes de laquelle est branchée une lampe à néon s'allumant pour une tension $V_1 < E$. Inter-calons encore dans ce circuit le secondaire d'un transformateur dont le primaire est traversé par le courant I . Choisissons R et C de telle sorte que la période θ de l'oscillation de relaxation soit légèrement supérieure à 10^{-3} seconde. En l'absence du courant I et au bout d'un temps $10 T$, la tension aux bornes de la lampe à néon serait $V_1 < V_1$; la lampe ne s'allumerait pas. Mais à l'heure $10 T$, le courant I produit une impulsion dans le circuit comprenant R et C , la tension monte à V_1 ; la lampe s'allume et s'éteint immédiatement. On obtiendra donc une série d'éclairs se succédant à des intervalles de temps égaux à $10 T$, c'est-à-dire à 10^{-3} seconde.

« En fait, nous avons utilisé simultanément trois circuits produisant des oscillations de relaxation : le premier, celui dont nous avons parlé a sa fréquence stabilisée par le courant du diapason ; il stabilise à son tour la fréquence d'un deuxième circuit de période $\theta = 10^3 T = 10^{-1}$ seconde. Ce deuxième circuit stabilise enfin la fréquence d'un troisième circuit de période $\theta'' = 10^3 T = 1$ seconde.

« En définitive, on obtient simultanément avec les trois lampes, trois groupes d'« éclairs » se produisant à des intervalles de temps 10^{-3} 10^{-1} et 1 seconde. On observe alors stroboscopiquement des diapasons vibrant librement avec des périodes égales à 10^{-3} et 10^{-1} seconde. On peut ainsi contrôler la fréquence du diapason entretenu électriquement. On pourra vraisemblablement au moyen de la dernière lampe à néon s'allumant à la fréquence 1, comparer cette fréquence à celle d'une horloge. Si la fréquence du diapason entretenu électriquement est exactement connue, on pourra en déduire, ainsi qu'il a été dit dans la note citée précédemment, les fréquences utilisées en radiotélégraphie. »

IV

C'est évidemment le soleil qui, directement ou non est source de toute énergie sur la terre. C'est lui qui vaporise l'eau des mers et la laisse

retomber en pluie sur nos montagnes, nous préparant ainsi des quantités considérables de houille blanche. En permettant aux plantes de décomposer l'acide carbonique de l'air pour se nourrir, c'est lui qui nous fournit tous les combustibles. C'est encore lui qui..., mais nous n'en finirions pas à énumérer toutes les formes sous lesquelles s'emmagasine l'énergie qu'il nous dispense.

Mais, songerez-vous, pourquoi donc tous ces intermédiaires, pourquoi donc ne pas utiliser directement l'énergie calorifique qu'il nous envoie ?

— Allez, vous n'êtes pas le premier qui ait eu de telles pensées, et il y a bien longtemps que dans tous les pays du monde les inventeurs ont cherché à capter l'énergie solaire. Je vous fais grâce de la liste complète, plusieurs numéros du *Q S T* n'y suffiraient pas ; je vous signalerai seulement le premier et le dernier à ma connaissance : Archimède qui, paraît-il, incendiait au moyen de miroirs les vaisseaux ennemis qui tentaient le siège de Syracuse, et M. Desgrez dont je vais vous faire lire un petit mémoire. En utilisant des parois de verre qui, on le sait se laissent traverser facilement par l'énergie lumineuse incidente, mais refusent de laisser repartir l'énergie calorifique infra-rouge, en faisant le vide pour éviter la convection, celui-ci a pu obtenir d'excellents résultats. Jugez-en par vous-mêmes et dépêchez-vous d'équiper ainsi votre poste de T. S. F.

« L'appareil thermique d'utilisation de la radiation solaire que nous avons construit présente la forme d'un phare parabolique, hermétiquement clos par une vitre spéciale protégée.

« Un cylindre en verre le traverse de part en part suivant son axe et constitue une deuxième chambre athermane assez étanche pour y faire le vide. Il est de préférence sphéroïdal autour du foyer afin de présenter aux rayons solaires réfléchis une surface normale à leur incidence. Le réflecteur est actuellement en aluminium, facile à travailler et à peu près inaltérable à cause de sa protection. Il est contenu dans une seconde enveloppe, caisse calorifugée, ce qui diminue ainsi l'émissivité des parties chauffées et la chaleur peut être récupérée. Cette caisse, grâce à des supports latéraux fixés à leur base

sur le couvercle mobile autour de son axe, s'oriente soit à la main toutes les demi-heures environ, ou par un système équatorial entraîné par un contrepoids.

« Notre appareil d'expérience, monté par nos propres moyens, n'a que 0,53 de diamètre représentant, espaces perdus déduits, une surface réceptrice d'environ 0,15, 0,25 de profondeur et 15 kgs de poids, variable toutefois notamment avec le nombre des accessoires qui sont enfermés dans les parties libres de la caisse. Il s'adapte sans mécanisme spécial ni modification à tous les usages de la chaleur.

« Sous le ciel de Paris, peu favorable avec un soleil toujours voilé, il m'a donné néanmoins des résultats importants de calorification, combustion, fusion, vaporisation.

« Un journal placé à l'intérieur du cylindre se carbonise et brûle.

« L'étain de soudure d'une chaudière a fondu et le cuivre rosit et se détrempe.

« Dans un tube de verre entouré d'une toile métallique, on voit l'ébullition commencer au bout d'une minute, et les premières gouttes d'eau distillée apparaître à l'extrémité du tube de dégagement de vapeur après quatre minutes d'exposition, donnant 60 gr. d'eau distillée en une heure, résultats quatre à cinq fois supérieurs à ceux obtenus en Afrique avec d'autres appareils.

« Une petite chaudière atteint en une demi-heure à trois quarts d'heure, 2 kgs de pression et le jet de vapeur qui s'en échappe est continu pendant toute la durée de l'échauffement solaire.

« Par l'intermédiaire d'une barre de cuivre rouge chauffée, 35 couples thermo-électriques donnent 1,02 volt et 0,062 milliampères (milliampèremètre de 15 ohms 865 R). Ces couples ont 0,006 mm de diamètre et 0,007 de longueur, 0,03 ohms de résistance et les fils conducteurs 0,3 ohm. Ils ont un débit constant et ont tenu sans défaillance plus de 6.000 heures.

« Avec 140 éléments faciles à disposer, on dépasse 4,25 volts et 500 milliampères, intensité suffisante pour alimenter 8 lampes triodes de réception de T. S. F dont la consommation est de 60 milliampères chacune. Quant à la tension plaque, mis en parallèle, les petits accumulateurs se rechar-

gent aisément à défaut de piles sèches. La cuisine se fait directement par marmite ordinaire ou à pression, par chauffage de la paroi d'un four ou indirectement par circulation d'un liquide chauffant (par exemple d'huile jusqu'à 300°).

« De nuit, on aurait recours à l'accumulation des calories. Enfin, grâce à la grande différence entre la grandeur de la surface réceptrice des rayons et leur concentration sur un petit foyer, on peut obtenir des températures très élevées, d'une progression théoriquement infinie.

« Les dimensions pourraient, sans aucune difficulté de construction en série, s'étendre jusqu'à 3 m. de diamètre, représentant une surface de 7 m² d'insolation, c'est-à-dire 45 fois supérieure à notre récepteur. Monté avec des moyens industriels, le rendement des grands appareils serait encore proportionnellement accru.

« Enfin, la courbure du miroir permet d'obtenir à volonté, suivant son tracé géométrique, toutes les formes du foyer : plan, linéaire ou punctiforme, ce que l'on ne peut réaliser avec la forme cylindrique.

« Donc : simplicité, haut rendement, robustesse, encombrement réduit, transport aisé, facilité d'adaptation à tous les usages de la chaleur dans des

contrées constamment ensoleillées dépourvues de tout combustible et de sources d'énergie, sont les caractéristiques de cet appareil de réception et d'utilisation thermique de la radiation solaire.

« Cette question paraît bien digne d'intérêt au moment où une commission étudie le projet du transsaharien ».

V

« Nous l'avons, cette nuit, Madame, échappé belle ».

Est-ce là une réminiscence des *Femmes savantes* ? Non, c'est tout simplement l'exclamation qu'a poussé, en rentrant chez lui, l'autre matin, le télégraphiste de service à la Tour, après avoir pris connaissance de la note suivante de MM. Nemours Auguste et Martin « sur le rapport de la fécondité et de la haute fréquence dans les postes d'émission de télégraphie sans fil ».

« Désirant nous rendre compte de la valeur de certains bruits courant sur la stérilité chez les manipulateurs des postes d'émission de télégraphie sans fil, et quoique cette action des courants de haute fréquence ne réponde à aucune loi électrophysiologique, nous avons fait l'expérience suivante :

nous avons placé deux lots de souris, un mâle, l'autre femelle, à 2 mètres, et pendant 15 jours et 15 nuits, d'un solénoïde de la Tour Eiffel dont les caractéristiques étaient les suivantes :

Longueur totale du solénoïde, 1 m. 50.

Longueur de la partie utilisée : 0 m. 93.

Nombre total de spires : 48.

Nombre de spires utilisées : 30.

Pas de l'enroulement : 0 m. 031.

Diamètre du solénoïde : 1 m. 75.

Intensité du courant : 60 amp.

Longueur d'onde des émissions : 7.200 m.

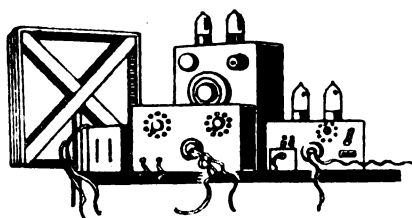
Au bout de ce laps de temps, nous avons réuni les mâles et les femelles. 45 jours après les femelles donnaient des petits.

« Nous faisons remarquer que les manipulateurs ne demeurent jamais à demeure dans les conditions de notre expérience.

« Avec les postes à éclateur, le bruit répété produisait des phénomènes d'asthénie qui ne sont pas observés à l'heure actuelle.

« Nous pensons que dans les conditions de notre expérience, la haute fréquence ne détermine pas la stérilité. »

Les sans filistes avaient besoin d'être rassurés !



LA RADIO EN ARGENTINE

(REVUE DE LA PRESSE ARGENTINE)

par André PLANÈS-PY, 18EI

■ ■ ■ ■ ■

CHAPITRE I

Réception Broadcasting

Récepteur à lampe tri grille. — (« Radio Revista » n° 115.)

Simple détectrice à réaction avec accord Bourne. La grille interne (la plus rapprochée du filament) est connectée à un potentiel positif de + 16 volts environ, pris sur la batterie de plaque, la grille médiane est l'électrode de contrôle, la grille externe est reliée à + 22 à 23 volts, pris également sur la batterie de plaque. La réaction magnétique est placée dans le circuit de plaque et cette dernière portée à + 45 volts. L'amplification permise est deux à trois fois plus forte que celle donnée par un triode avec le même montage.

Un récepteur spécial. — par G. Wolfram (« Radio Revista » n° 115).

Pour l'audition en haut parleur des stations Nord-Américaines sur ondes courtes. Détectrice Schnell suivie d'un certain nombre d'étages basse fréquence (Fig. 1). Le circuit H. F. est blindé et réuni à la terre. Lampes recommandées : Détectrice : A415, B. F. : B406. Amplificateur : B406 et B405 grilles polarisées.

Un quatre lampes moderne par E. Polichuck (« Radio-Revista » n° 115).

Accord Bourne. Deux étages H. F. par lampe à écran A442 à self accordée. Une détectrice sans réaction A 415. Un étage B. F. par lampe à écran B443. Le blindage de la partie H. F. devra être particulièrement soigné pour recueillir tous les bénéfices des lampes à écran. Les deux condensateurs accordant les selfs de circuit plaque sont commandés par un même bouton ; toutefois, ils comportent chacun un vernier permettant le réglage exact de chaque circuit.

Pour augmenter la sensibilité d'un récepteur (« Radio Revista », n° 115).

La Figure 2 donne le schéma de montage d'une lampe à écran placée devant un récepteur pour l'écoute des stations lointaines pour lesquelles une sélectivité poussée n'est pas nécessaire.

Cet étage haute fréquence supplémentaire, étant monté à résistance est apériodique. Lampes conseillées : Radiotron UX222, Philips A442 (chauffage continu) et C142 (chauffage alternatif), Gécovale SS. 625 etc.

La résistance R sera de 500.000 ohms, le rhéostat de 30 ohms, la self de choc H. F. de 250 millihenrys. Le voltage plaque sera compris entre 120 et 150 volts suivant la lampe utilisée et celui de la batterie de polarisation entre 1,5 et 3 volts.

Les réceptions à grande distance, par M. Mari Morante (R. C. A. n° 39).

Nécessité d'utiliser des récepteurs à nombre de lampes élevé du type Tropadyne ou Infradyne. Le schéma d'un récepteur sensible est donné par la Fig. 3. Il peut ne comporter seulement que 5 lampes en utilisant, pour l'oscillatrice, les deux M. F. et la B. F. des tubes à écran. Les réceptions sont parfaites avec un cadre de 20 à 40 cms de côté. Self L : 50 spires, prise médiane, sur tube d'ébonite ou de carton gomme laqué de 7 cms de diamètre et de 9 de long. Self L' : 22 spires sur tube identique de 7 cms de diamètre et 3 seulement de long. Ces deux inductances sont à couplage variable et placées environ à 4 cms l'une de l'autre. Les transformateurs M. F. sont bobinés sur des mandrins en ébonite tournée de 65 mms de diamètre extérieur (et 30 intérieur).

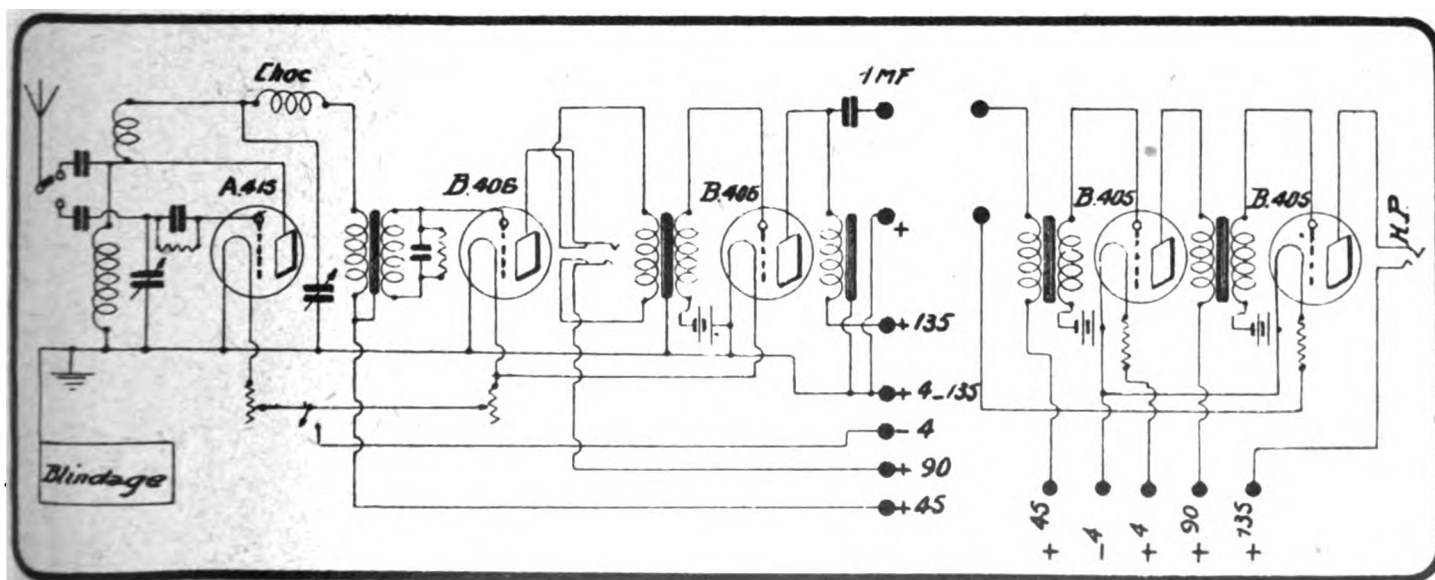


Fig. 1.

Ils comportent 3 gorges de 4 mms de largeur à 4 mms l'une de l'autre. La gorge centrale renferme 325 tours de fil 2/10 (primaire), les gorges latérales chacune 400 tours même fil (secondaire), ces deux derniers enroulements étant en série et effectués dans le même sens. C et D : Condensateurs fixes de 0,0005 M. F. E : condensateur fixe de 0,0002 M. F. F : potentiomètre de 400 ohms.

Le récepteur « Nemo », par P. Noizeux (« Revista Telegrafica » n° 192).

Article bien documenté avec bleu de construction grandeur nature de ce montage qui a obtenu le premier prix au Concours de la Revista Telegrafica.

Accord Bourne avec emploi facultatif d'une capacité fixe dans l'antenne. Jack dans le secondaire pour la réception sur cadre avec mise hors circuit de la self. Un étage H. F. par transformateur secondaire accordé : lampe à écran. Une détectrice avec réaction magnétique sur le secondaire du transformateur H. F. Deux étages B. F. à transformateurs. Ecoute facultative sur deux ou quatre lampes.

CHAPITRE II

Réception des ondes d'amateurs

Un superhétérodyne pour ondes courtes. (R. C. A. n° 39).

Réalisé par la liaison d'un schnell avec un amplificateur H. et B. F. suivant le schéma donné Fig. 4.

La réception peut être faite en détectrice seule, suivie d'un étage B. F. ou en superhétérodyne. La sortie de la première lampe (Schnell) traverse un filtre (self à fer et condensateur) suivi de trois étages H. F. à transformateurs accordés et neutrodynés, réglé sur une λ correspondant

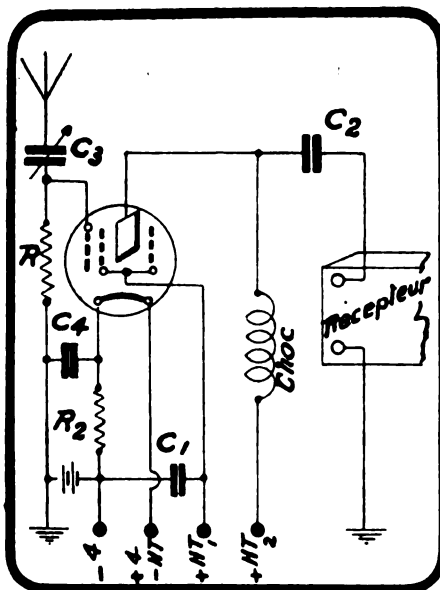


Fig. 2

à 30 KC. Les transformateurs H. F. doivent amplifier et laisser passer les signaux compris dans une bande de 2 KC (de 29 à 31 KC). Cet amplificateur H. F. est suivi d'une lampe détectrice (détection par la plaque), puis d'un tube oscillateur permettant la réception des ondes entretenues. Tous les circuits d'alimentation sont pourvus de selfs de choc et de condensateurs pour éviter les interférences entre les divers étages.

CHAPITRE III

Emission des ondes d'amateurs

Le Mesny pour ondes courtes, par G et S. G. Arrieta (Radio Revista n° 115).

Après avoir exposé l'extrême simplicité du Mesny, sa grande souplesse et la fixité de l'onde émise, l'auteur s'exprime en ces termes :

« L'amateurisme de notre pays, représenté par des hommes intelligents, conscients de leur mission scientifique et guidés par un esprit de perfectionnement remarquable a utilisé le Mesny, l'a expérimenté à fond et, à la suite de ces essais, l'a fortement recommandé. La supériorité évidente et prouvée de l'émetteur Mesny est facile à comprendre : il s'agit d'un montage symétrique, compensé, dans lequel les variations internes dans les oscillatrices ne peuvent se communiquer à l'antenne par suite de leur montage en opposition... » (1)

Le Mesny préconisé par Sr. G. Arrieta est représenté Fig. 5. Les différents accessoires ont les valeurs suivantes sur le schéma :

CI : condensateur variable d'antenne faibles pertes 35 à 43 lames (armature mobile à la terre). C2 et C3 : idem 23 lames. L2 et L3 : Bobines identiques à enroulements compénétrés, à tours espacés. Distance entre L2 et L3 : 15 mms. Intervalle entre spires : 25 mms. Fil à utiliser : cuivre nu, 2,5 mms de diamètre. L1 : self d'antenne 85 mms de diamètre, très gros fil ou ruban de cuivre à l'extérieur de L2 et L3. Spires de L2 et L3 : 6 à 8, prises exactement médianes. Spires de L1 : 3, très rapprochées. P. et P1, potentiomètres de 400 ohms. T M : transformateur téléphonique. Dans certains cas il est avantageux de blinder ce transformateur et de le

(1. Les amateurs émetteurs Français, qui ont été sinon les premiers, du moins des premiers à utiliser et à perfectionner le Mesny, seront heureux de voir comme nous l'intérêt particulier que les Argentins portent à ce montage... Pour une fois le Nouveau Monde est en retard sur l'ancien et, lorsqu'il aura reconnu les mérites du superhétérodyne, il sera tout à fait à la page...

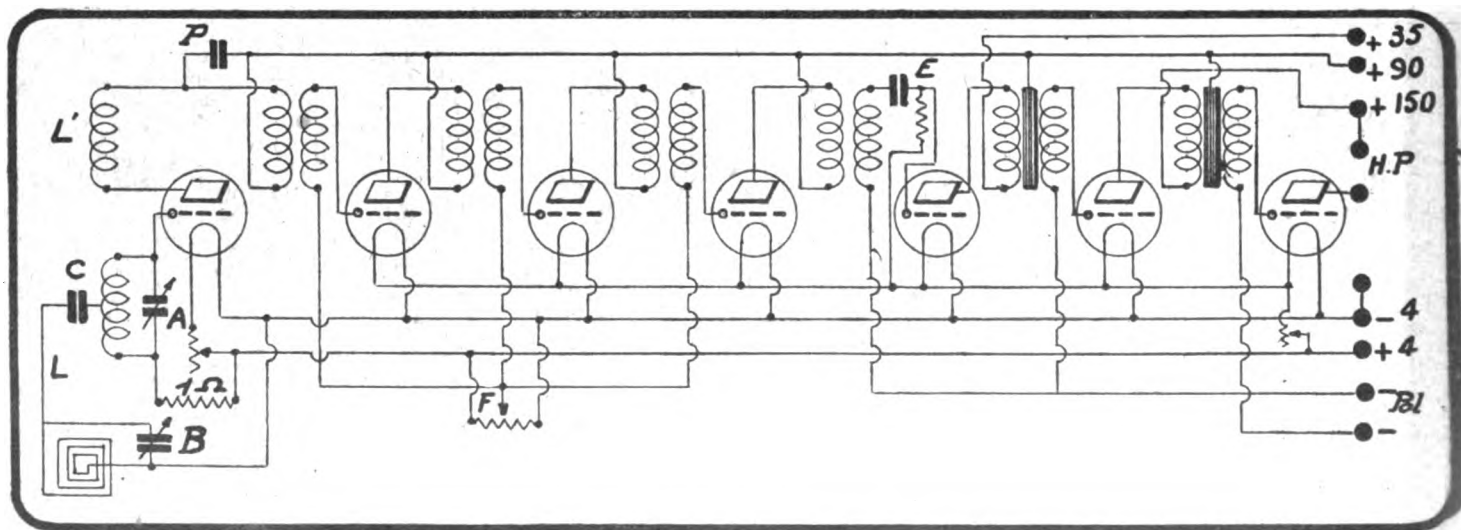


Fig. 3.

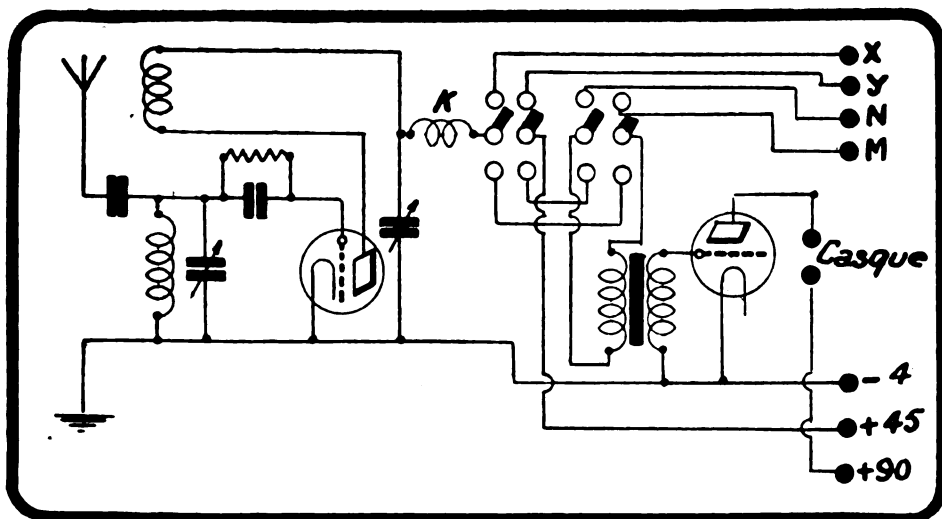


Fig. 4.

relier à la terre. Ch : choc de grille.
J : jack de microphone.

L'auteur accorde peu d'importance au choc de plaque qui, d'après lui, peut être supprimé. Aucun choc n'est prévu également dans le circuit filament, mais par contre une self d'arrêt H. F est indispensable dans le retour de grille. On la préférera entièrement apériodique (avec un petit noyau de fer). Il faut éviter des points de résonance pouvant être occasionnés par des enroulements trop faibles ou, au contraire, trop importants. Le meilleur procédé pour sa réalisation consiste à enrouler 120 spires de fil 2/10 deux couches soit sur un mandrin de bakélite ayant un diamètre extérieur de 25 mm et comportant 6 gorges et un noyau de fer central de 8 mm de diamètre. Ce choc devra être assez éloigné des selfs et à angle droit avec ces dernières.

La bakélite est à préférer à l'ébonite comme isolant H. F.

Les connexions seront faites en fil de cuivre nu 25/10 et soudées. Les lampes utilisées furent des UX201. A WE216, Telefunken RS. 228 (modulatrice A609). La tension de plaque de 220 à 440 volts continus du secteur filtré (self de 30 H. et deux condensateurs de 6 M. F), batteries ou piles sèches.

Tableau d'alimentation de 400 volts pour le Mesny. (Radio Revista n° 115).

Redressement des deux alternances par deux valves biplaques, les deux anodes étant réunies dans chaque tube (type UX.28). Transformateur d'une puissance de 300 Watts donnant $5,05 + 5,05 = 10$ v. 1 et $350 + 350 = 700$ volts, respectivement pour le chauffage et la haute tension. Filtre en π à deux cellules : 4 selfs de

25 Henrys (2 de 50 à prise) et 3 condensateurs de 2 M. F. Le pôle négatif de la haute tension redressée et filtrée est réuni à la terre par l'intermédiaire d'un condensateur de 2 M. F. et d'un choc H. F tous deux en série. Les filaments des deux tubes sont alimentés en série et la prise médiane du secondaire chauffage connectée à un point pris sur la connexion extérieure reliant les deux filaments (positif de la H. T.). *Notes sur le contrôle par cristal.* (R. C. A. n° 39).

Le cristal utilisé, d'origine Américaine, oscillait sur une λ propre de 167 mètres et avait une épaisseur de

1,1 millimètre. Il fut monté sur un émetteur du type plaque accordée où il remplaçait le circuit oscillant de grille (Fig. 6). Le circuit anodique non réglé, le milliampèremètre de plaque accusait le passage d'un léger courant (quelques milliampères) et le thermique restait à 0. Lorsque le circuit S-CV était accordé sur la L du cristal l'intensité antenne atteignait 0,04 ampère et celle du courant plaque un peu plus d'un ampère. L'onde émise — ou ses harmoniques — était reçue avec un récepteur proche avec une fixité absolue. (2).

L'émetteur « Burgess Mignon » à ondes courtes. — (« Radio Lata » tome III, n° 2. Août 28. Edition de la Générale Electric).

Très intéressant article sur un montage techniquement bien conçu. Le « Burgess Mignon » est du reste utilisé par la « Burgess Battery Company » sur des avions en vol où il succède au type « Baby » dû lui aussi aux mêmes expérimentateurs. La figure 7 donne le schéma

(2. L'auteur termine en indiquant qu'il s'agit du premier oscillateur à quartz fonctionnant en République Argentine... le n° 39 de « R. C. A. » d'où nous extrayons ces notes étant du 1er Octobre dernier, nous ferons remarquer que les émetteurs à cristal commencent à devenir nombreux en France et que de nombreux amateurs utilisent ce montage en QRP avec plein succès depuis quelques mois.

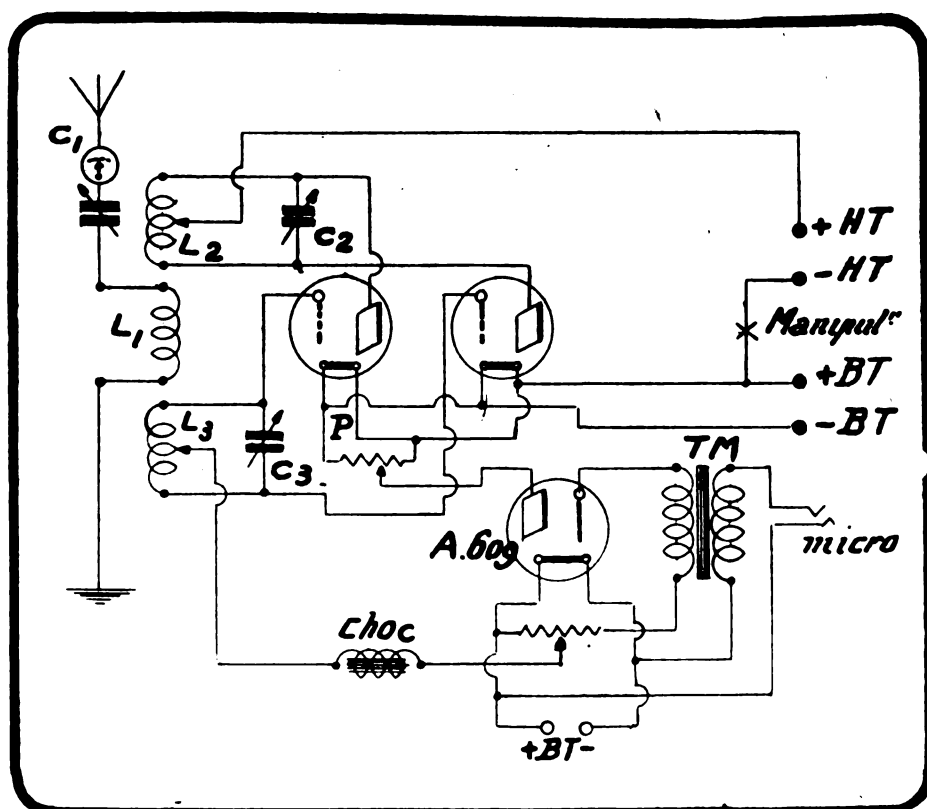


Fig. 5.

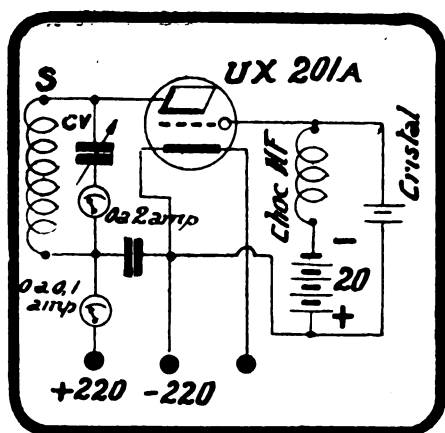


Fig. 6.

complet de ce séduisant émetteur « microbe » et nous ne croyons pas mieux faire que de donner la traduction intégrale de sa description :

On sait que les émetteurs à faible puissance — graphie et phonie — alimentés exclusivement au moyen de batteries de piles sèches, sur des ondes inférieures à 100 mètres ont établi des communications diurnes et nocturnes de plusieurs centaines de kilomètres.

L'émetteur Burgess Mignon, que nous décrivons, fut imaginé pour fonctionner sur ondes courtes en obéissant aux sévères conditions qu'exige l'emploi de la Radio sur des avions en plein vol, des bateaux ou des automobiles et, en tous cas, où l'alimentation par piles sèches est la seule convenable.

Les deux lampes Radiotron UX. 201.A (3) et les divers accessoires sont contenus dans un robuste coffret en aluminium mesurant 216 mms de long ; 165 de haut et 102 de large et l'ensemble complet a un poids de 2,2 kilos sans les batteries. L'énergie est communiquée à l'antenne par une seule des deux lampes, ce tube « de sortie » fonctionne en amplificateur haute fréquence et est monté de telle façon qu'il ne puisse y avoir couplage entre l'antenne et l'autre lampe travaillant en oscillatrice. Cette disposition habituellement connue sous le nom d'hétéro-excitation a été reconnue depuis assez longtemps comme une forme d'émetteur stable. Lorsque l'oscillateur est alimenté sous un voltage constant, l'onde émise possède une fixité remarquable.

Le Burgess Mignon est à proprement parler un émetteur radiotélé-

graphique et a un rendement approximatif de 4 watts sous 350 volts à la plaque de la Radiotron amplificatrice, cependant il peut être utilisé pour des émissions radiotéléphoniques à courtes distances comme nous l'expliquerons plus loin.

Au centre de la partie supérieure du panneau avant a été pratiqué un petit œilleton derrière lequel est fixée une petite ampoule de 2,5 volts, identique à celles utilisées dans les lampes de poche; elle est intercalée dans l'antenne et indique la résonance. Sous cet œilleton est disposé un interrupteur permettant de court-circuiter cette petite lampe lorsque les réglages sont terminés. Sous cet interrupteur se trouve le bouton de manœuvre du condensateur variable en série dans l'antenne. Les deux bornes placées à la gauche de la partie supérieure du panneau servent à connecter l'antenne et le contrepoids. Sur le côté droit du panneau sont prévus un voltmètre pour les filaments et un rhéostat pour le contrôle de ceux-ci. Voltmètre et rhéostat sont indispensables lorsqu'on utilise comme ici des Radiotron du type réception avec des voltages plaque élevés (Voir Fig. 8).

Un jack est placé au centre du panneau pour le branchement du microphone dans le cas de la téléphonie. La partie inférieure porte un interrupteur et 6 bornes pour les connexions avec les batteries et le manipulateur.

Bornes, jack, interrupteurs, lampe, rhéostat et condensateur d'accord

sont montés sur une plaque d'ébonite placée immédiatement derrière le panneau d'aluminium qui est percé de manière convenable pour le passage des bornes, fiche, interrupteurs etc.

A l'intérieur et perpendiculairement sur le panneau avant est monté au moyen d'équerres une planchette d'ébonite, celle-ci supporte les socles des lampes qui sont placés à l'intérieur des selfs, et ces dernières. Au dessous sont fixés les divers condensateurs et résistances. Les deux bobines sont séparées par une plaque d'aluminium blindant chaque circuit. L'Antenne est couplée en Tesla apériodique avec le circuit de plaque du tube amplificateur. Le tube oscillateur est monté en Colpitz modifié et les capacités et selfs constituant le circuit d'accord sont fixes. Le couplage entre les deux circuits Oscillateur et Amplificateur est effectué électrostatiquement par un petit condensateur variable. Une seule spire est enroulée autour de l'inductance grille-plaque de l'oscillatrice et aboutit au jack placé sur le panneau avant ; elle permet de moduler l'onde émise.

A bord d'un avion la tension de plaque sera fournie par 8 batteries type 5308 donnant une tension maximum de 360 volts. L'oscillateur est alimenté sous 180 volts par une prise sur ces batteries. Le chauffage des filaments est assuré par 8 piles Burgess n° 6 branchées en série-parallèle.

Les différentes valeurs sont :

Ca et Cf : condensateurs fixes diélectrique mica de 0,0001 MFD.

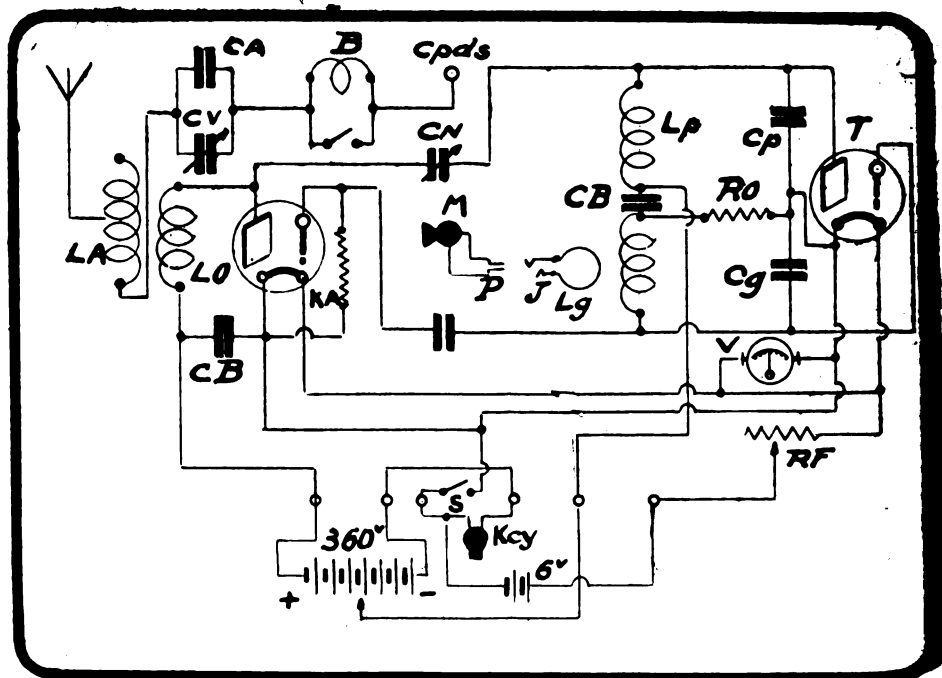


Fig. 7.

(3. Nous avons donné les caractéristiques de la lampe Radiotron UX. 201 dans un récent article sur « Un émetteur pour 1929 », paru dernièrement dans l'Antenne et prions le lecteur de s'y reporter.

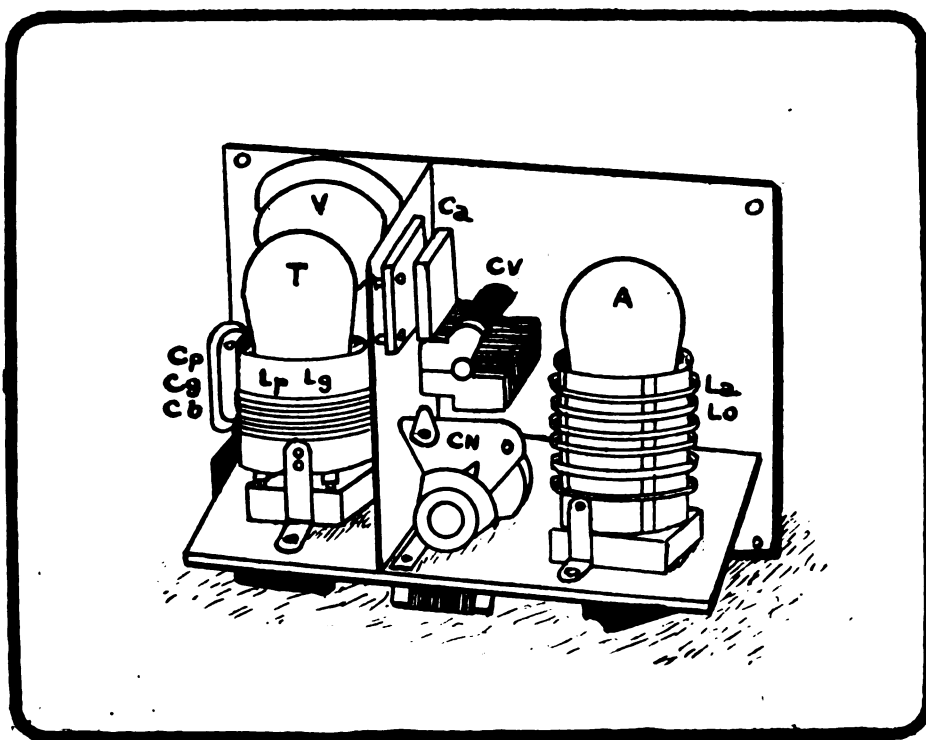


Fig. 8.

Cb : Condensateur fixe diélectrique mica de 0,005 MFD.

Cv : Condensateur variable de 135 MMFD.

Cn : Condensateur variable de 15 MMFD

Cg et Cp : Condensateurs fixes diélectrique mica, pour la gamme 80 mètres : 0,0005 chacun ; pour la gamme 40 mètres : 0,00025 chacun.

J : Jack simple.

Key : Manipulateur.

Lg et Lp : Selfs de l'oscillateur. Fil 1,29 mm. de diamètre, deux couches coton, enroulé sur un tube de 5 cm. de diamètre.

Pour la gamme 80 mètres : 5 spires 1/4 (p. chaq. S.) ; pour la gamme 40 mètres : 3 spires 1/4 (p. chaq. S.)

Lo : Self plaque de l'amplificateur. Diamètre 5 cms.

Pour la gamme 80 m. : 35 sp. fil 0,64 mm 2 c. s. ; pour la gamme 40 m. : 15 sp. fil 0,32 mm. 2 c. s.

La : Self d'antenne, 9 spires de fil de cuivre nu de 20/10 enroulées sur la self Lo et séparée de cette dernière par 1,6 mm. Les spires doivent être espacées l'une de l'autre de 4,7 mms.

Lm : Spire modulatrice : un tour de fil 3/10 deux couches soie à 6,3 mms de l'extrémité de la self Lg réunie à la grille.

M : microphone. P : Fiche.

Ra : Résistance 10.000 ohms. Rf : Rhéostat.

Ro : Résistance 20.000 ohms. S : Interrupteur à levier.

V : Voltmètre 0 à 8 volts.

CHAPITRE IV

Accessoires entrant dans la construction des postes. Circuits divers.

Bobine de choc pour « Panaflex ». (Radio Revista n° 115).

Cette self de choc destinée à équiper le circuit Panaflex peut être utilisée sur n'importe quel autre récepteur de la gamme 200-600. Pour qu'un bobinage de cette classe puisse remplir les conditions requises, il faut qu'il s'oppose au passage de la haute fréquence pour des λ comprises entre 200 et 500 mètres, il ne doit pas avoir une période propre de vibration et, pour cela, son enroulement doit présenter une certaine résistance, il doit en plus posséder une capacité aussi réduite que possible.

L'enroulement sera effectué en gallettes fractionnées d'un nombre de tours réduit sur un mandrin en bois ou ébonite tournée de 23 mm. de diamètre et de 20 à 30 de long (dimensions extérieures). Ce mandrin comporte 6 gorges de 1 à 2 mm. de profondeur. 1 mm. de large, séparés l'une

de l'autre par 1 à 5 mm. (cette dernière cote a peu d'importance) Le nombre de tours est de 600 (100 dans chaque gorge et dans le même sens) en fil de 2/10 diamètre maximum. L'auteur conseille du 1/10 pour augmenter la résistance, bien isolé par deux couches soie. L'enroulement devra se faire le plus irrégulièrement possible — en « vrac » — de façon à diminuer la capacité répartie. Il est recommandé de faire croiser les spires le plus possible.

Les Phonographes électriques par J. Sar (Revista Telegrafica n° 192).

Tous détails pour mener à bonne fin le montage d'un Pick Up, principe de son fonctionnement, description des différents types, amplificateurs, disposition d'ensemble, etc.

Article très complet et intéressant.

Les nouvelles lampes à grille-écran. par J. Sar (Revista Telegrafica n° 191).

Article bien documenté sur l'emploi pratique des nouveaux tubes à écran et des lampes à cathode chauffée indirectement. L'auteur donne les renseignements suivants sur une lampe encore peu connue en France :

Déectrice C-215. — Construite d'après la KA1 de Marconi Osram, la UY 227, les Radiotron, etc. Le filament a un diamètre relativement gros qui chauffe la cathode proprement dite constituée par une plaque de métal contenant les oxydes facilitant l'émission électronique. La masse de cette cathode lui permet de rester sensiblement à la même température ; de plus, comme la surface de l'électrode est plus grande que celle d'un filament courant, l'amplification totale est meilleure par suite de la densité plus élevée du courant électronique. Les résultats obtenus avec ce tube ont été réellement excellents et le ronflement classique du secteur presque nul même avec l'usage de la réaction.

Il est recommandé de shunter les deux demi-secondaires du transformateur B. T. alimentant le filament par des condensateurs de 0,5 à 1 MF et d'effectuer le retour de grille à ce point médian par l'intermédiaire d'une pile de polarisation (1,55 volt pour une lampe déectrice). Il est préférable d'utiliser un potentiomètre. Le tube 215 est chauffé en alternatif sous 2,5 volts et 1,5 ampère.

Lampe C-142. B-442. — Donne de bons résultats comme amplificatrice dans un montage à hétéroexcitation (quartz par exemple). Tube à écran (comme la UX-222).

LA QUESTION DE L'AMPLIFICATION

par P. OLINET, *Ingénieur Radio E. S. E.*

II. — LA RÉTROACTION (Suite)

■ ■ ■ ■ :

CONCLUSIONS

J'AI, au cours d'un certain nombre de considérations, essayé de montrer quel était le processus de l'amplification due à la rétroaction. Il me paraît donc intéressant de tirer quelques conclusions à ce sujet et, principalement, d'analyser le phénomène général d'un peu plus près. Nous sommes à même maintenant de mener une telle question à bien car la détermination mathématique des conditions que nous avons passées en revue est suffisante à cela ; il me paraît tout à fait inutile de continuer cette analyse qui devient de plus en plus complexe, tandis que je me trouve dès maintenant à même de conclure.

Je vais passer en revue les conclusions auxquelles je suis parvenu et m'efforcer de les grouper pour en tirer un enseignement général.

Le point de départ de cette discussion a été le suivant : on remarque souvent que l'idée d'amplification n'est pas très nette et s'applique à des phénomènes dus à des actions très différentes. Il paraît intéressant de scruter cette idée dans tous les sens pour essayer de parvenir à mieux discerner le processus du phénomène.

Dans un article précédent, j'ai étudié l'amplification en elle-même et j'ai pu arriver à des conclusions intéressantes relatives à ce sujet. Je suis arrivé tout naturellement à la rétroaction ; c'est de l'examen de cette question que je vou-

drais tirer aujourd'hui des conclusions générales.

Le montage comporte essentiellement (fig. 1) :

Un relais amplificateur R ; j'insiste sur ces deux mots car ils sont essentiels, comme nous l'avons vu ; on ne fait pas de réaction avec un cristal ; il faut une source d'énergie en vertu du principe de conservation.

Un organe N servant à reporter de la sortie à l'entrée du relais une certaine quantité d'énergie.

J'ai employé les notations suivantes : ϕ représente le déphasage total subi par les oscillations à la suite de leur passage :

- a) dans le relais ;
- b) dans l'organe de report.

K est le coefficient d'amplification du relais R ; il est mesuré par le rapport de la tension développée aux bornes du circuit d'utilisation à celle appliquée à l'entrée.

$\frac{1}{n}$ est la fraction de l'énergie qui est obtenue à la sortie et reportée à l'entrée à travers l'organe N.

On remarque, tout d'abord, que K est défini par trois variables :

a) D'une part, la nature de l'organe amplificateur employé qui influe par la valeur du coefficient d'amplification statique ; dans le cas d'un relais à lampes triodes, par exemple, le facteur dépend du modèle des tubes employés et du nombre d'étages ; évidemment, il est aussi fonction des conditions

d'alimentation et de polarisation ; tout ceci tombe de suite sous les yeux ;

b) D'autre part, la manière dont la liaison est effectuée entre les étages ; je rappelle, à ce sujet, que le coefficient d'amplification d'un étage à résistance ou à impédance est toujours inférieur à celui statique dans les conditions d'alimentation réalisée ; pour avoir une grande amplification par étage, il faut employer des tubes à grande valeur de K et une résistance ou impédance de liaison de grande valeur.

Que cette même constante est beaucoup plus élevée que le coefficient statique dans le cas d'une liaison par transformateur ; le support d'amplification a une action importante à ce point de vue ;

c) Enfin, la valeur de la résistance d'utilisation a une grande importance ; c'est à ses bornes qu'est relative la tension figurant le numérateur du facteur d'amplification total. Ceci explique certaines anomalies ; en particulier, il est facile de constater que le fait de régler un poste avec un haut-parleur local et d'essayer, ensuite, d'actionner le même appareil grâce à une ligne d'une certaine distance nécessite une nouvelle mise au point du dispositif.

C'est aussi la raison qui impose de shunter le haut-parleur par une capacité ; il est utile de bien se pénétrer de ces différents points avant de commencer à tirer les conclusions générales de notre exposé.

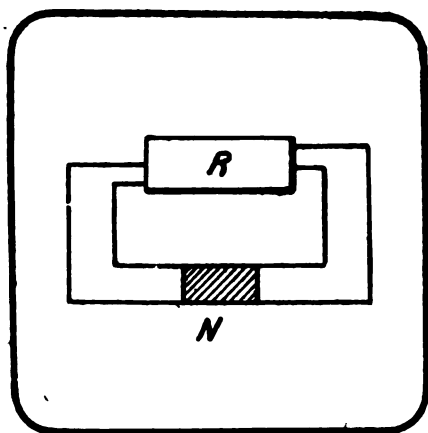


Fig. 1.

Condition d'entretien et amplification

L'analyse graphique du phénomène de report (fig. 2), en suivant l'étude si intéressante de M. Gutton, nous a conduit aux résultats suivants :

a) Si $\varphi_1 < \frac{\pi}{2}$, $\frac{K}{n} < 1$, l'amplification obtenue est augmentée par rapport à ce qu'elle serait sans le secours du report d'énergie;

b) Si $\varphi_1 > \frac{\pi}{2}$, $\frac{K}{n} < 1$ l'amplification est diminuée, dans les mêmes conditions.

Ceci donne lieu à quelques remarques pratiques.

Le sens de la variation de l'amplification est défini par la valeur de φ_1 ; or, comme je l'ai signalé, on est à peu près toujours maître de faire varier φ_1 de π et de faire rentrer le phénomène dans la zone d'action désirée. D'autre part, la condition relative au coefficient d'amplification est

$$\frac{K}{n} < 1$$

soit

$$K < n$$

Il est évident que ceci peut être obtenu de deux manières :

1° Ou bien on diminue K ; cette considération, purement mathématique, ne saurait avoir une traduction logique en pratique; on ne voit pas bien pourquoi on diminuerait l'amplification pour obtenir le fonctionnement voulu.

Et pourtant, c'est ce qui a lieu dans beaucoup de postes; on réalise un montage et, par cela même, on admet des réactions fixes et données de différents organes; on se sert, de plus, d'un report fixe et, par utilisation, d'un potentiomètre, on modifie les conditions de fonctionnement de telles sortes que la condition ci-dessus soit réalisée.

Ce n'est peut-être pas directement sur le coefficient d'amplification statique que l'on agit; celui-ci est, en effet, pour une tension de plaque et un chauffage donnés, constant dans toute la partie rectiligne de la caractéristique; mais on modifie la consommation du circuit de grille et, par suite, la tension d'excitation employée et l'amplification totale est toujours diminuée. Nous aurons l'occasion de revenir sur ce sujet.

2° Ou bien on augmente n en couplant plus énergiquement l'entrée et la sortie du relais. Cette seconde méthode, comportant une réaction réglable est très souvent utilisée, et donne d'excellents résultats.

La suite de l'analyse prouve que si

φ_1 quelconque

$$\frac{K}{n} > 1$$

l'ensemble entretient des oscillations.

Comme nous avons eu l'occasion de le constater dans de nombreux cas pratiques, la condition

$$\frac{K}{n} = 1$$

est la condition limite d'entretien.

Elle est fonction :

a) De la composition du circuit oscillant (coefficient de self-induction L , capacité C , résistance R); le report est d'autant plus important que la résistance R est plus grande,

Que, pour une fréquence donnée, L est plus petit.

b) Des constantes du relais :

Coefficient d'amplification K et coefficient statique des tubes a ,

Résistance interne ρ ;

c) De l'organe de report; soit donc :

Du coefficient d'induction mutuelle M (couplage magnétique) :

De la capacité C_1 (couplage électrique).

De la résistance R_1 (couplage galvanique).

Tous ces cas peuvent coexister et leur composition donne une représentation assez exacte du fonctionnement réel.

Laissant de côté le cas où l'amplification résultante est diminuée, qui n'a aucun caractère pratique, il est intéressant de se rendre compte de ce qui se passe quand on augmente le couplage (soit quand on augmente $\frac{1}{n}$, n diminue donc).

Lorsqu'il n'y a aucune rétroaction, l'amplification est celle due unique-

ment au relais; soit K cette valeur. Elle peut être absolument quelconque, mais comme l'examen des conditions très générales rappelées ci-dessus le montre, plus K est grand, plus la quantité d'énergie assurant l'entretien des oscillations, toutes choses égales par ailleurs, est petite; c'est un fait expérimental connu que plus un amplificateur est puissant, plus il est difficile de le prémunir contre les accrochages intempestifs.

Lorsque $\frac{1}{n}$ augmente, l'amplification se trouve accrue d'autant plus qu'on se rapproche de la limite d'accrochage; ceci encore est un fait d'expérience; c'est en deçà de la limite d'entretien qu'on obtient la meilleure réception en phonie, et au delà en graphie.

Que se passe-t-il quand on augmente encore $\frac{1}{n}$? On arrive alors à la réalisation de la seconde condition

$$K > n$$

L'entretien est alors réalisé et l'ensemble est le siège d'oscillations du genre sinusoïdales, c'est-à-dire périodiques, décomposables en série de Fourier. Quelle que soit la valeur du report, quand la condition ci-dessus est réalisée, les oscillations sont entretenues. Ceci est absolument essentiel; nous verrons plus loin, au sujet des résistances négatives, qu'il n'en est pas toujours ainsi.

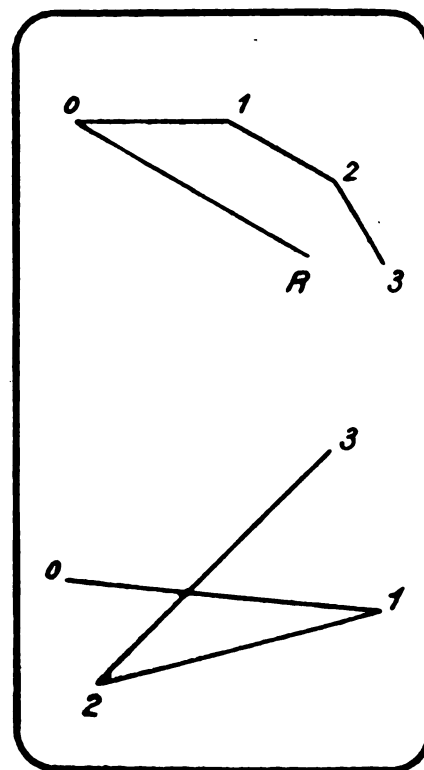


Fig. 2.

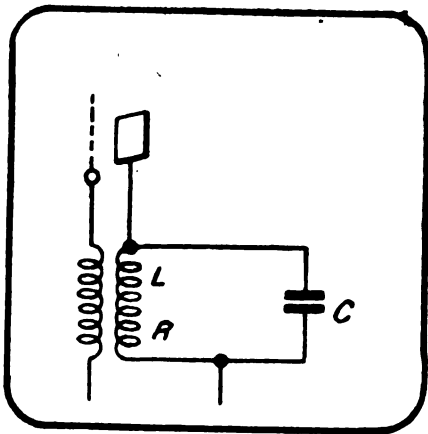


Fig. 3.

Donc, à partir de la limite d'entretien, dès que la condition relative à cet état de choses est remplie, il y a toujours entretien d'oscillations sinusoïdales.

On traduit ce fait de la manière suivante : on considère que le report d'énergie a une action équivalente à une diminution de la résistance apparente du circuit oscillant considéré ; tout se passe donc comme si l'amortissement du circuit oscillant diminuait, devenait nul à la limite d'entretien et négatif (dans les limites qui déterminent la partie rectiligne de la caractéristique) dans la suite. Il n'y a aucune limite supérieure à cet état de choses et, seule, la condition limite d'entretien est un seuil à ce phénomène. Quelle que soit la valeur de la compensation des pertes, procurée par le report, c'est ainsi que se produisent les oscillations.

Si la quantité d'énergie reportée est trop considérable pour que tout se passe comme si l'amortissement était nul, l'amplitude des oscillations croît jusqu'à ce que, le point de fonctionnement atteignant une partie incurvée des caractéristiques, un régime stable soit obtenu.

Il est particulièrement important de bien se pénétrer de ce fonctionnement, d'autant plus que c'est une question qu'on a accoutumé de passer sous silence.

Si le report est nul ou très faible, l'amortissement paraît diminué et l'amplitude des oscillations augmente ; si la quantité d'énergie qu'on ramène à l'entrée du relais est suffisante, il advient que les oscillations conservent leur amplitude initiale et s'entretiennent.

Dans le cas où il n'y a aucune oscillation incidente produisant une tension d'excitation à l'entrée du relais, on a donc un régime d'oscillations libres dont nous déterminerons la fréquence

plus loin. A la première partie du fonctionnement correspond le silence ; dans la seconde on se trouve au contraire en présence d'oscillations.

Quand il est question de transmettre des oscillations incidentes que l'on fait agir sur l'entrée du relais, il n'en va pas tout à fait de même. Dans les premières conditions, comme je l'ai maintes fois signalé, on constate une augmentation de l'amplification obtenue ; dans le second cas, l'audition est évidemment nulle en téléphonie.

En somme, on peut résumer ainsi le fonctionnement du relais : quand on agit sur la quantité d'énergie reportée, on constate, pour une phase convenable de cette valeur, une augmentation d'amplification, puis l'entretien des oscillations ; quelle que soit, au delà de cette valeur, la quantité $\frac{1}{n}$, on a toujours un entretien. Mais quelle est la fréquence des oscillations ainsi produites ? C'est ce que nous allons maintenant examiner.

Fréquence des oscillations

Nous venons de voir que la condition limite d'entretien était $K = n$.

Il importe de se rendre compte de la valeur de la fréquence des oscillations ainsi entretenues.

Elle est définie par l'équation suivante :

$$\varphi_1 = 0 \text{ ou minimum.}$$

C'est donc celle qui donne à l'angle de déphasage la valeur minima ; automatiquement, c'est sur cette valeur que se produit l'accrochage.

J'ai dit que l'angle φ_1 était la somme de deux facteurs ; il comprend :

D'une part, l'angle φ représentant le déphasage que subit la tension par suite de son passage dans le relais R :

D'autre part, l'angle φ' dû à l'organe de report.

J'ai montré, dans un certain nombre de cas classiques, quelles étaient les valeurs de φ , φ_1 et φ' ; je ne reviendrai pas sur cette question. Le lecteur a pu se rendre compte de la complexité des équations dans certains cas et en particulier si on veut tenir compte de toutes les dérivations qui shuntent les chemins conduisant du filament aux différentes électrodes. L'intérêt est évident, mais je veux reprendre la question sous une forme.

J'utiliserai les notations suivantes :

T représentera la période des oscillations ;

F leur fréquence ;

ω la pulsation correspondante ;

L sera le coefficient de self-induction du circuit oscillant ;

C sa capacité ;

R les pertes et résistance ;

ρ est la résistance interne du circuit filament-plaque dans les conditions de fonctionnement que l'on aura adoptées.

Dans le cas où l'enroulement sera composé de deux parties, celles-ci seront représentées par L et L'. Les figures jointes donnent assez de précisions à ce sujet pour que je n'insiste pas plus longuement. Nous examinerons la valeur de la fréquence dans un certain nombre de cas concrets pour essayer de tirer une conclusion générale.

En outre Λ représente l'enroulement intercalé dans le circuit ne comportant pas le circuit oscillant.

Γ la capacité de couplage entre grille et plaque.

L'examen de la condition :

$$\varphi_1 = 0$$

dans les différents cas suivants va nous conduire à des données générales. Je fais grâce au lecteur du calcul plus que fastidieux.

A) Dans le premier cas (fig. 3) — circuit oscillant intercalé dans le circuit de plaque, réaction électromagnétique — on trouve

$$T = \frac{2\pi \sqrt{LC}}{\sqrt{1 + \frac{R}{\rho}}}$$

soit sensiblement

$$T = 2\pi \sqrt{LC_1}$$

comme l'indique la formule de Thomson.

Il n'est peut-être pas inutile de faire remarquer que toutes les conclusions qui vont être développées, ici sont intégralement applicables à un relais quelconque ; il suffit de remplacer, dans les formules obtenues, le coefficient statique d'un tube par celui du relais ; il

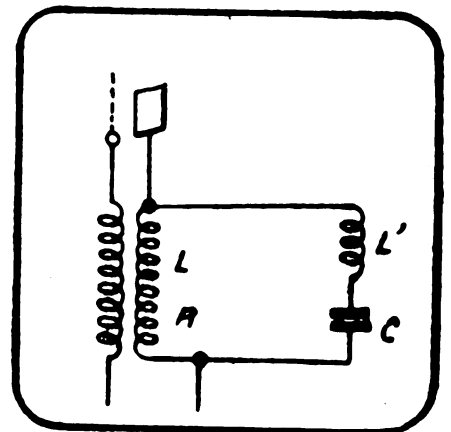


Fig. 4.

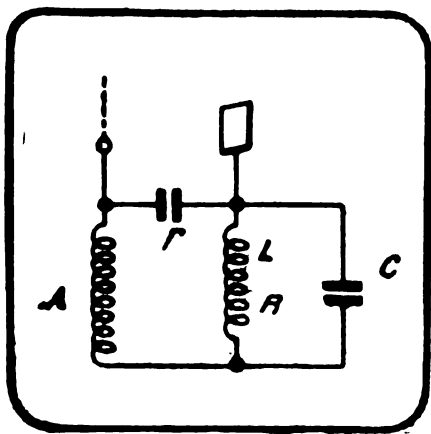


Fig. 5.

faut, aussi, mettre aux lieu et place de ρ la résistance de toutes les résistances de plaque qui sont en parallèle.

B) Dans le second cas (fig. 4) — circuit oscillant dans la plaque, réaction magnétique, mais où une partie seulement de l'enroulement du circuit oscillant est couplée au circuit de grille — on trouve :

$$T = \frac{2\pi \sqrt{(L + L') C}}{\sqrt{1 + \frac{R}{\rho}}}$$

sensiblement égale, dans les conditions pratiques, à la fréquence propre du circuit oscillant.

C) Dans le cas où (fig. 5) le circuit de plaque comporte un circuit oscillant LRC couplé à la grille seulement par un condensateur Γ , le circuit de grille comportant en outre un enroulement dont le coefficient de self-induction est Λ , la pulsation des oscillations entretenues est donnée par la formule.

$$\frac{1}{\omega^2} = [LC + (\Lambda + L) \Gamma] \dots + \frac{\sqrt{[LC + (\Lambda + L) \Gamma]^2 - 4LC\Gamma\Lambda}}{2}$$

D) Si, au contraire (fig. 6) en plus du condensateur Γ du cas précédent, il existe un couplage magnétique entre L et Λ donnant lieu à un coefficient d'induction mutuelle M , on aura une expression analogue où rentrera M .

Dans tout ceci, je suppose toujours

$$\frac{R}{\rho} \ll 1$$

ce qui a toujours lieu, comme on s'en rend facilement compte.

E) Si, comme cela a lieu dans un grand nombre de montages hétérodyne on emploie le schéma de la fig. 7 qui comporte un enroulement dans chacun des circuits

L dans la plaque

Λ dans la grille

et que le report soit fait :
magnétiquement par un couplage M ,
électriquement, par le condensateur C du circuit oscillant, il viendra

$$\omega^2 = \frac{1}{C(L + \Lambda - 2M)}$$

Dans le cas où le report magnétique est nul, il vient :

$$\omega^2 = \frac{1}{C(L + \Lambda)}$$

F) Enfin (fig. 8) dans le cas où le circuit oscillant est intercalé dans la grille et l'enroulement servant au report magnétique dans le circuit de plaque, il vient

$$\omega^2 = \frac{1}{C \left(L + L' \frac{R}{\rho} \right)}$$

Il est intéressant de comparer ces différentes formules pour essayer d'en tirer les conclusions les plus générales possible.

Toutes, au facteur $\frac{R}{\rho}$ près, sont égales à la fréquence propre du circuit ; celle-ci est donnée par la formule de Thomson sous la forme générale.

$$T = 2\pi \sqrt{LC}$$

où l représente le coefficient de self induction réel ;
et c la capacité du dit circuit.

Pour cette dernière valeur, il n'y a rien de particulier à dire puisqu'il apparaît seul dans les formules étudiées ci-dessus. Dans le cas où le report est électrique, on se rend compte facilement qu'il en est ainsi.

La valeur de l est définie, dans le montage A, B et F par l'enroulement du circuit oscillant seulement. Au contraire, dans le cas particulier du montage E, il n'en est plus de même, ou plus exactement, la constitution du circuit oscillant n'est plus tout à fait la même. En effet, ce dernier comporte les deux enroulements L et Λ couplés avec un coefficient d'induction mutuelle M . Le coefficient apparent de self-induction est donc de la forme

$$l = L + \Lambda \pm 2M$$

suivant une formule bien connue.

On peut donc considérer que la fréquence des oscillations est donnée, en fonction des composantes du circuit par leur fonction du produit lc . C'est une constatation fondamentale ainsi que nous l'exposerons dans la suite ;

c'est une différence essentielle avec ce que nous concluons. de l'étude de la résistance négative.

Conclusions générales

De ces quelques constatations ayant un caractère général, nous concluons les faits suivants relatifs à l'emploi d'un report d'énergie dans un relais amplificateur.

A condition que la phase du report soit convenable et que

$$\frac{K}{n} < 1$$

l'amplification résultante est plus grande que ce qu'elle était sans rétroaction. Il y a donc tout avantage à employer pratiquement un tel dispositif ; tout se passe comme si l'amortissement du circuit oscillant était réellement diminué, comme si on employait une résistance, mais là se borne l'analogie comme nous le verrons plus loin.

L'examen des courbes de résonance avec et sans emploi de la réaction prouve bien que l'utilisation de cette dernière augmente beaucoup l'amplitude des oscillations résultantes.

Nous avons conclu, dans une première partie, au fait que l'amplification proprement dite était forcément difficile, car on arrivait à des impossibilités matérielles dans l'état actuel des choses tout au moins. Ici, au contraire, l'utilisation d'un report permet d'augmenter presque sans limite l'amplitude des oscillations transmises ; on est seulement arrêté en pratique par la nécessité de ne pas faire accrocher le poste pour les impulsions à grande amplitude.

D'autre part, quand on augmente la quantité d'énergie reportée, quand on serre la réaction, il peut se produire un entretien d'oscillations dont la fréquence est fonction d'un produit

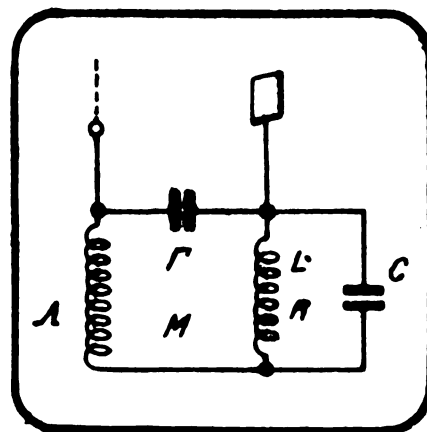


Fig. 6.

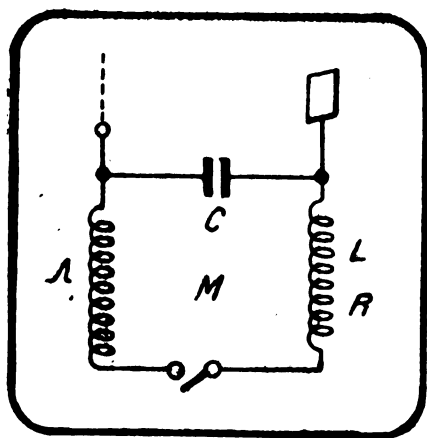


Fig. 7.

lc des constantes des circuits oscillants; quand on est parvenu à la limite d'accrochage, il y a toujours, si on continue à augmenter $\frac{1}{n}$, entretien.

Les oscillations sont normalement sinusoïdales, le point de fonctionnement ayant toujours tendance à venir se placer au milieu de la partie rectiligne de la caractéristique, ceci correspond d'ailleurs à l'amplitude maximale des oscillations.

Mais il ne suffit pas de passer en revue de telles conclusions, il faut aussi, à mon avis, en tirer diverses conclusions pratiques; je vais donc examiner maintenant quels sont les moyens employés en pratique pour assurer le dit transport d'énergie entre la sortie et l'entrée, comment on peut diminuer l'importance des facteurs qu'on est obligé de subir par des dispositions convenables et, enfin, esquisser le fonctionnement du montage à deux circuits accordés.

Réalisation du report d'énergie

Nous avons déjà eu l'occasion d'examiner en son temps cette question du point de vue mathématique, mais c'est sous un angle différent que je voudrais l'attaquer auj. urd'hui.

Les trois systèmes auxquels on peut faire appel pour assurer la transmission d'une certaine quantité d'énergie de la sortie à l'entrée du relais, sont :

Une induction mutuelle, couplage magnétique.

Une capacité mutuelle, couplage électrique.

Une résistance mutuelle, couplage galvanique.

Malgré qu'ils soient ici énoncés dans l'ordre d'importance qu'ils ont dans la pratique, ce n'est pas ainsi que je vais les passer en revue. Je justifierai

le fait de suivre, au contraire, l'ordre inverse pour la raison suivante : les deux dernières manières de procéder sont beaucoup plus faciles à analyser et elles nous fourniront matière à comparaison intéressante pour l'examen de la troisième sorte.

Couplage par résistance

Intentionnellement, on ne saurait faire appel à un tel mode de rétroaction; la consommation d'énergie dans une résistance est telle qu'on ne peut la sacrifier de gaité de cœur. La tension de plaque est en outre réduite. Enfin, l'action est du même ordre de grandeur en courant continu et en haute fréquence.

Seulement, on est souvent obligé de passer par où on ne voulait pas et il peut se trouver dans la partie commune des deux circuits de grille et de plaque, à leur retour vers le filament, une résistance qui produise l'effet de réaction ci-dessus. Deux questions se posent : quel est l'ordre de grandeur auquel on arrive pour la résistance limite tant en haute qu'en basse fréquence et comment peut-on se protéger contre les méfaits ?

L'importance de ces considérations en haute fréquence peut sembler minime : on me pardonnera donc d'ouvrir cette parenthèse. Bien souvent on constate dans beaucoup de récepteurs des bruits de fond de fréquences aussi variées que peu appropriées à une bonne audition. Ceci tient souvent à des battements de deux oscillations à haute fréquence qui, interférant, donnent des sons audibles directement ou après composition avec d'autres oscillations. Il ne faut donc pas faire fi de tout ce qui a trait à la haute fréquence.

Le montage est celui de la fig. 9; les circuits de grille et de plaque comportent des organes quelconques A et B; ils peuvent être couplés de quelque manière que l'on voudra.

J'ai montré, au cours du précédent article, que la résistance d'unité d'entretien était donnée par la formule suivante :

$$R_1 = \frac{1 + R_c C^2 \omega^2}{R (a - 1) C^2 \omega^2}$$

expression dans laquelle les lettres ont les significations suivantes :

R, résistance du circuit oscillant.

C, capacité du circuit oscillant.

ρ , résistance interne du relais.

a, coefficient d'amplification.

ω , pulsation de l'oscillation entretenue.

Dans le cas où on envisage une longueur d'onde de 300 m., l'accord du circuit oscillant étant réalisé avec un condensateur de 0,5 millième de microfarad, et si

$$R = 5 \text{ ohms}$$

$$\rho = 20.000 \text{ ohms}$$

$$a = 11$$

il vient

$$R_1 = 4.000 \text{ ohms}$$

Pour que l'entretien ait lieu, il suffit que la résistance commencée soit supérieure à 4.000 ohms; l'examen de ce qui se passe en basse fréquence va nous faire toucher du doigt le fonctionnement dans le cas de plusieurs étages d'amplification.

Nous allons chercher dans le cas d'un amplificateur à transformateur, comportant deux étages, sur une fréquence de l'ordre de 1.000 périodes, les enroulements de liaison ayant cette fréquence de résonance et l'ensemble pouvant être considéré comme un circuit oscillant où l'accord serait établi avec une capacité de l'ordre du quart de microfarad, on trouve :

$$R_1 > 100 \text{ ohms}$$

Il y a donc lieu de diminuer le plus possible la résistance et les pertes de tout ce qui appartient à la partie commune des deux circuits envisagés; ceci était facile à prévoir *a priori* car en agissant on diminue la chute de tension reportée puisque, toutes choses égales par ailleurs, la résistance est moindre.

Or, en pratique, cette résistance commune est constituée, pour la très grande partie, par la source à haute tension qui, dans un certain nombre de montage est connectée comme il est indiqué ici. Il faut donc essayer de ramener son influence à la plus faible valeur possible pour diminuer les chances d'accrochage.

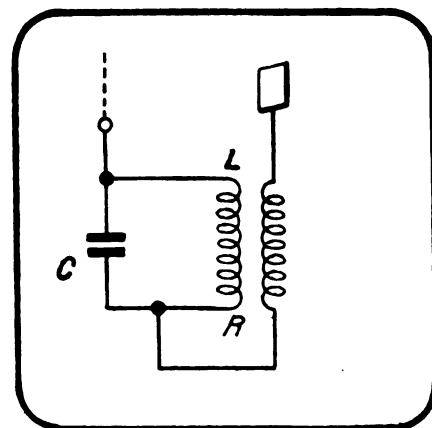


Fig. 8.

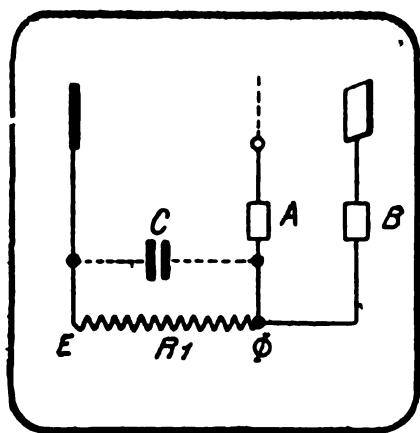


Fig. 9.

Si on alimente les circuits de plaque par une batterie de piles ou d'accumulateurs, le problème est facile ; normalement, la résistance interne est beaucoup trop petite pour produire le résultat ci-dessus. Il est donc suffisant de veiller à l'agencement normal de chacun des éléments et au bon état des connexions.

Mais si, comme cela a lieu dans tous les récepteurs modernes, quand la chose est possible, on se sert d'un redresseur et du secteur alternatif, il n'en est plus de même et il faut trouver une autre solution, car la résistance interne des diodes est toujours importante.

On peut procéder de deux manières. Les deux sont équivalentes ou, mieux, se complètent et doivent, autant que possible, être utilisées simultanément.

La première solution (fig. 10) consiste à placer la source haute tension dans le retour de plaque, mais avant la connexion de grille. C'est, d'ailleurs, le système normal utilisé ; il peut, pourtant, être inférieur à celui de la fig. 9 dans certains cas. En particulier, si on utilise une réaction magnétique, les enroulements intercalés en A et B dans les circuits de grille et de plaque sont au même potentiel continu (fig. 9), tandis que leur contact (fig. 10) met S en court-circuit.

La seconde solution (fig. 9) consiste à shunter la résistance en question par une capacité d'autant plus importante que la fréquence dont il faut empêcher l'accrochage est plus petite. En effet, en agissant ainsi on shunte la résistance par un organe opposant au passage du courant une résistance d'autant plus élevée que la fréquence est plus petite ; si la capacité est telle que la majeure partie du courant alternatif la traverse, il est clair qu'il n'y aura aucune tension reportée.

Tout ce qui vient d'être développé

au sujet d'une résistance est évidemment applicable intégralement au cas où ce serait un enroulement qui serait placé dans les retours communs. Ceci est un obstacle à la réalisation de l'idée de faire passer dans le haut-parleur tous les courants produits par les étages à basse fréquence. En effet, dans ce cas, fig. 11 la tension développée aux bornes du haut-parleur agit sur P, et de là sur G, grâce à l'organe de liaison A. Il peut donc y avoir un déphasage total tel que l'entretien puisse être réalisé.

Couplage électrique

Si le report d'énergie par résistance est peu ou pas du tout employé, il n'en est pas de même de la réaction par condensateur.

Quelques conclusions générales sont essentielles ; il est absolument indispensable que les circuits de grille et de plaque comportent un enroulement et la capacité doit être connectée entre les électrodes et ces enroulements formant en quelque sorte bobines de choc. Diverses conditions de grandeur par rapport à la longueur d'onde entretenue doivent être remplies par les fréquences propres des diverses dérivations.

L'importance de la réaction par capacité tient à deux choses ; d'une part, dès que la longueur d'onde à transmettre est relativement petite, elle s'impose par suite de la présence de la capacité entre électrodes dans le tube employé ; ensuite, les avantages inhérents à son emploi sont tels qu'il serait étonnant de les laisser de côté. J'ai, d'ailleurs, eu plusieurs fois l'occasion de parler de ce sujet, mais son importance sera mon excuse.

On ne peut pas, comme on l'a fait pour la résistance, supprimer la capacité due aux électrodes et aux connexions dans le pied de la lampe ; on peut, il est vrai, par le neutrodynage, annuler son effet, mais il n'en reste pas moins vrai que les réglages sont beaucoup plus délicats que dans le cas précédent ; la mise au point d'un neutrodynage... fonctionnant comme tel, est plus difficile qu'on ne le croit généralement. D'autre part, l'utilisation d'une réaction électrique est très avantageuse aux points de vue suivants : l'organe de réaction n'ayant aucun champ extérieur n'a aucune action sur les autres parties du poste, et n'est sujet à aucune influence de leur part ; ceci n'a pas lieu pour la réaction magnétique employée seule et complique beaucoup le problème, comme nous le verrons plus loin.

De plus, la souplesse du dispositif est beaucoup plus grande et les réglages s'en ressentent beaucoup. La capacité limite d'entretien est d'autant plus grande que la longueur d'onde à entretenir est plus importante. Pratiquement, le point le plus intéressant est que la capacité résiduelle doit être aussi petite que possible ; c'est un point essentiel qu'il est particulièrement délicat d'obtenir.

Couplage magnétique

L'utilisation d'un enroulement de réaction est, certainement, le moyen le plus employé pour régler un relais à la limite d'entretien ; ce n'est pourtant pas le mieux adapté aux conditions générales de fonctionnement. En effet :

1° Un tel système est sujet à l'influence des organes environnants. Il en résulte :

a) Une absorption qui modifie les conditions de fonctionnement de l'ensemble, tant pour la limite d'entretien que la fréquence des oscillations produites.

b) Un effet collecteur qui influe sur les oscillations transmises.

2° L'action de ce système sur les autres organes du poste est variable selon la position de la partie mobile et il en résulte une incertitude, une instabilité du fonctionnement.

3° Les réglages sont souvent brusques et il faut tout un jeu d'enroulements interchangeables pour obtenir toute la douceur de fonctionnement désirable.

Pour obvier à un tel ensemble de constatations néfastes, que faut-il faire ? La solution la plus élégante consiste, à mon avis, à employer une réaction magnétique fixe par transformateurs toroïdaux et un élément réglable par capacité.

On sait tout le bien que je pense des

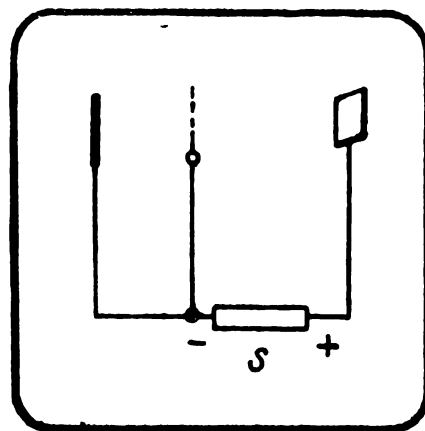


Fig. 10.

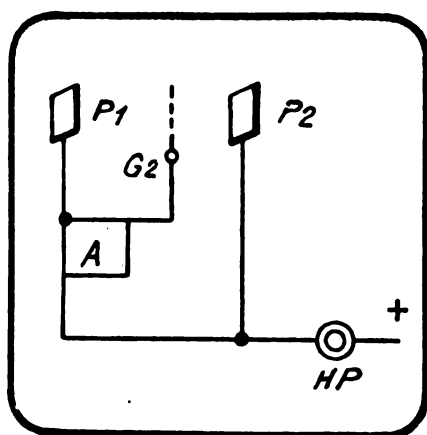


Fig. 11.

bobinages toroïdaux dont j'ai déjà eu souvent l'occasion d'entretenir le lecteur. Ils sont tellement avantageux à tous égards, que leur emploi dans la construction, en particulier dans les récepteurs si délicats à changement de fréquence, est très généralisé.

Quand on envisage les couplages de rétroaction, on arrive à des conclusions du même ordre.

Si on a en vue la réalisation d'un couplage électrique, les couplages parasites dus à la proximité des différents organes du poste ont une importance tout à fait réduite. Il est facile de concevoir le schéma de câblage pour que la capacité soit réduite à une valeur tout à fait minime. Les progrès faits dans ce sens sont tout à fait remarquables et, actuellement, on peut considérer que les montages indiqués ont été très suffisamment étudiés à ce point de vue.

Il en va tout autrement quand on se retourne vers les actions magnétiques des divers organes les uns sur les autres. Ceci tient à ce que, pour obtenir un résultat équivalent à celui en face duquel on se trouve dans le cas précédent, il faudrait des récepteurs d'un encombrement prohibitif. En effet, il faut mettre un nombre important de décimètres entre des enroulements pour que leur action mutuelle soit nulle.

En pratique, on peut remédier à un aussi désastreux état de choses par l'emploi des enroulements toroïdaux ; on a ainsi l'avantage de bien définir les différentes fonctions.

Il est peut-être important de signaler, en outre, que la forme des bobinages n'est pas sans influencer sur le fonctionnement. Quand on utilise des enroulements massifs (nid d'abeilles), la capacité entre les deux enroulements couplés ensemble est beaucoup plus réduite que lorsqu'on emploie des fonds de panier. Ceci explique sans doute,

différentes constatations que les amateurs n'ont pas manqué de faire au cours de leurs nombreuses heures d'écoute.

Il est, à ce point de vue, une conclusion tout à fait générale à tirer au point de vue de l'accouplement des circuits ; toutes les fois qu'il s'agit de faire agir un circuit sur un autre, on aura une bien meilleure spécialisation des circuits en employant un couplage électrique ; celui-ci procurera, en outre, une beaucoup plus grande progressivité dans l'action ; quand on a la sagesse de s'en tenir aux enroulements toroïdaux pour lesquels on est sûr de la nullité du coefficient d'induction mutuelle, on peut avoir toute la gamme des effets désirés.

Tout ceci a une valeur absolue en haute fréquence ; en basse fréquence, il n'en est plus de même. D'une part, la valeur de la fréquence transmise diminue beaucoup la force électromotrice induite. Ensuite, l'emploi d'enroulements toroïdaux semble contre-indiqué pour des raisons sur lesquelles j'aurai sans doute l'occasion de revenir dans la suite. Enfin, les noyaux de fer procurent un champ de fuite beaucoup plus réduit que dans le cas de la haute fréquence. Il faut aussi tenir compte que les blindages sont beaucoup moins dangereux que sur les fréquences élevées ; on peut donc trouver une solution excellente sans faire appel à des toroïdes.

Du point de vue spécial de la pré-détermination des différentes parties d'un poste, l'emploi d'un couplage électrique conserve toute sa supériorité, il est beaucoup plus facile de réaliser un condensateur ayant une capacité donnée qu'un coefficient d'induction mutuelle qu'on s'est imposé.

Circuits de grille et de plaque accordés

Considérons le montage de la figure 12. C'est le schéma d'un étage classique d'amplification à résonance. L'expérience prouve que, même en l'absence de tout couplage magnétique entre L_1 et L_2 , si on emploie une rétroaction grâce à un condensateur C , il se trouve des réglages pour lesquels des oscillations sont entretenues dans le relais. Si la fréquence est assez petite, la capacité interne du tube est suffisante et l'entretien se produit.

L'étude mathématique du phénomène, qui est fort complexe, étant donné le grand nombre de variables

qui entrent en jeu, conduit à l'équation limite d'entretien suivante :

$$C_1 = \frac{K^2}{R_1 C_1 \omega} C$$

expression dans laquelle les lettres ont les significations suivantes :

C_1 est la capacité du circuit oscillant de grille ;

K , le coefficient d'amplification du relais ;

C , la capacité interne grille-plaque ;

R_1 , la résistance du circuit oscillant de grille.

ω , la pulsation des oscillations entretenues.

Contrairement à ce qui est généralement créé, l'entretien ne se produit pas quand on a réalisé l'accord des deux circuits, mais quand, au contraire, il existe entre eux un désaccord de 5 à 10 pour cent.

Conclusion

La conclusion pratique à tirer de tout cet examen, est la suivante :

Un relais peut osciller et l'équation limite d'entretien est :

$$\frac{K}{n} = 1$$

Il ressort immédiatement que, plus l'amplification du relais envisagé est importante, plus la quantité d'énergie nécessaire pour procurer l'entretien est petite. Il faut donc veiller d'autant plus sur l'agencement général d'un poste qu'il est plus puissant. C'est ainsi que, bien souvent, un poste qui donne toute satisfaction à un rendement beaucoup moindre quand on ajoute un tube en haute fréquence.

Mais nous n'avons examiné que deux solutions du problème de l'amplification : nous commencerons, dans le prochain article, l'examen de la troisième : l'emploi d'une résistance négative.

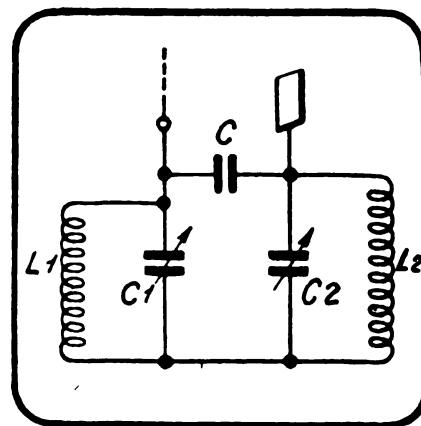


Fig. 12.

LA NATURE DES OSCILLATIONS D'UN ÉMETTEUR A LAMPE

(Suite)

par G.-H. D'AILLY, Docteur ès sciences

■ ■ ■ ■ ■

La nature des solutions dans les environs de l'origine

NOUS étudierons premièrement la nature des solutions de l'équation (50) dans les environs de l'origine, c'est-à-dire pour des x et des y très petits. Donc nous développons $f(x)$ en puissances de x , et comme nous avons supposé que x est très petit nous pouvons négliger des puissances de x de deuxième ordre ou supérieures en comparaison avec x . Comme la dérivée de $f(x)$ est 1 pour $x = 0$, cela veut dire que nous pouvons changer $f(x)$ en x , et nous obtenons donc l'équation

$$dt = \frac{dx}{y - Ax + Bx} = \frac{-dy}{Cx + Dx} \quad (51)$$

Mais précédemment nous avons vu que si nous changeons $f(x)$ en x l'équation (27) se change en (32). Cette équation peut donc être considérée comme équivalente à l'équation (51) et les solutions de celle-ci sont donc identiques à celles de l'équation (32). L'équation (51) est cependant une « équation-limite » de l'équation (50) pour des x et y très petits, donc nous pouvons aussi considérer l'équation (32) comme une « équation-limite » de l'équation (50). Cela veut dire que les solutions de l'équation (50) se rapprochent asymptotiquement des solutions de l'équation (32) quand x et y sont très petits, c'est-à-dire pour des amplitudes très petites des oscillations (36).

De cela nous déduisons que x est une fonction « quasi-périodique » avec une amplitude qui augmente avec le temps. Les valeurs de y qui ne se trouvent pas dans l'équation (32) nous les chercherons dans l'équation (42). Donc nous trouvons que y est aussi une fonction « quasi-périodique » et qu'il y a une certaine différence de phase entre x et y .

Le point dont les coordonnées sont x et y décrit donc une sorte de spirales autour de l'origine, et comme les amplitudes de x et de y augmentent avec le temps, le rayon-vecteur de ces spirales augmente aussi avec le temps.

De l'équation (51) nous voyons aussi que si $x = 0$ et y est positif, nous avons — pour dt positif — $dy = 0$ et dx positif. Cela veut dire que les spirales tournent autour de l'origine dans le même sens que les aiguilles d'une montre quand le temps augmente.

Ce fait, qui est très important, nous le démontrons d'une manière plus rigoureuse et directement en intégrant (51) par rapport à x et y . Nous obtenons donc :

$$\frac{dx}{dy} = -\frac{y + x(B - A)}{x(C + D)} \quad (52)$$

qui est une équation homogène en x et y et peut être facilement intégrée en introduisant la transformation :

$$x = y \cdot z \quad (53)$$

Donc :

$$\frac{dx}{dy} = z + y \cdot \frac{dz}{dy} \quad (54)$$

et

$$z + y \frac{dz}{dy} = -\frac{1}{(C + D)z} + \frac{A - B}{C + D} \quad (55)$$

et après un peu de calcul algébrique :

$$y \frac{dz}{dy} = -\frac{\left(z + \frac{B - A}{2(C + D)}\right)^2 + \frac{1}{C + D} - \frac{(A - B)^2}{4(C + D)^2}}{z} \quad (56)$$

Nous transformons l'expression constante du numérateur de (56) ainsi :

$$\frac{1}{C + D} - \frac{(A - B)^2}{4(C + D)^2} = \dots = \frac{C + D - \frac{(A - B)^2}{4}}{(C + D)^2} \quad (57)$$

où nous retrouvons dans le numérateur du membre de droite l'expression sous le signe de racine de l'équation (35). D'après les considérations que nous avons faites sur les quantités de l'équation (35) et leurs grandeurs relatives, nous pouvons donc écrire :

$$\frac{1}{C + D} - \frac{(A - B)^2}{4(C + D)^2} = \beta^2 \quad (58)$$

où β est un nombre positif.

De même nous écrivons :

$$\frac{B - A}{2(C + D)} = \alpha \quad (59)$$

et comme nous savons que B est toujours plus grand que A nous savons aussi que α est toujours positif.

En introduisant (58) et (59) l'équation (56) devient :

$$y \cdot \frac{dz}{dy} = -\frac{(z + \alpha)^2 + \beta^2}{z} \quad (60)$$

ou

$$\frac{dy}{y} = -\frac{z dz}{(z + \alpha)^2 + \beta^2} \quad (61)$$

dont la solution se trouve facilement comme :

$$\log y = -\frac{1}{2} \log [(z + \alpha)^2 + \beta^2] + \dots + \frac{\alpha}{\beta} \arctg \frac{z + \alpha}{\beta} + \log K \quad (62)$$

ou

$$y \sqrt{(z + \alpha)^2 + \beta^2} = K \cdot e^{\frac{\alpha}{\beta} \arctg \frac{z + \alpha}{\beta}} \quad (63)$$

ou finalement :

$$\sqrt{(x + \alpha y)^2 + \beta^2 y^2} = K \cdot e^{\frac{\alpha}{\beta} \arctg \left(\frac{1}{\beta} \frac{x + \alpha y}{y} \right)} \quad (64)$$

Les courbes intégrales de (64) sont des spirales d'une nature déterminée plus haut, avec un rayon vecteur qui augmente avec le temps c'est-à-dire en tournant dans le même sens que les aiguilles d'une montre. Ce que nous examinons ci-dessous :

Supposons premièrement que le membre droite de (64) est constant, ce qui veut dire que nous négligeons pour le moment la fonction exponentielle. Nous obtenons donc l'équation

$$\sqrt{(x + \alpha y)^2 + \beta^2 y^2} = K \quad (65)$$

qui représente des ellipses avec des axes augmentant en même temps que la constante d'intégration K . Une solution de l'équation différentielle serait donc une de ces ellipses pour une certaine valeur de K . En tournant dans le sens des aiguilles d'une montre — sens négatif — un point de la courbe parcourt une ellipse, corres-

pondante au point de départ. Cependant nous voyons que la fonction exponentielle, que nous avons négligée, augmente quand le point tourne dans le sens négatif. Cela peut être considéré comme si le point en tournant ne suivait pas la même ellipse mais se déplaçait successivement sur des ellipses de plus en plus grandes. Après avoir fait un tour, le point revient donc avec un rayon vecteur plus grand que celui du départ, c'est-à-dire le point décrit une sorte de spirale autour de l'origine dont le rayon vecteur augmente avec le temps. C'est justement ce que nous avons dit plus haut.

Comme l'équation (51) est la limite de l'équation (50) pour des x et des y très petits, les spirales que nous avons trouvées sont aussi des solutions-limites de l'équation (50) pour des x et des y très petits. Cela veut dire que les courbes qui sont les solutions actuelles de l'équation (50) sont aussi des spirales qui tournent autour de l'origine avec un rayon vecteur qui augmente dans le sens négatif, c'est-à-dire avec des temps croissants. Cela est donc vrai quand les spirales sont très petites, pour des x et des y très petits ; dans ces conditions il y a peu de différence entre les spirales de (64) et les spirales qui sont les vraies solutions de l'équation (50). Mais nous ne savons pas s'il est toujours ainsi pour des x et des y toujours croissants, c'est-à-dire pour des temps toujours croissants.

Plusieurs hypothèses peuvent être posées pour lesquelles nous distinguons deux cas : ou le point x, y peut s'éloigner infiniment de l'origine, ou le point x, y peut se trouver à une distance finie de l'origine, n'importe comment le temps augmente. Nous allons démontrer que c'est le dernier cas qui est le vrai, ce qui veut dire que les courbes intégrales, en tournant toujours autour de l'origine, se rapprochent indéfiniment d'une courbe fermée enveloppant l'origine. Cette courbe fermée est donc la courbe-limite des courbes intégrales et cette courbe-limite est aussi une solution de l'équation (50) qui représente une solution purement périodique du problème. Nous montrerons aussi que cette solution, correspondant à la courbe-limite fermée, est la seule qui soit purement périodique, toutes les autres solutions n'étant que «quasi-périodiques», c'est-à-dire avec des amplitudes augmentant, ou diminuant. Pour cela il faut étudier la marche des courbes intégrales pour des x et des y très grands, c'est-à-dire à une distance très grande de l'origine.

La nature des solutions très éloignées de l'origine

Maintenant nous étudierons la nature des courbes intégrales de l'équation (50) pour des valeurs très grandes de x ou y , c'est-à-dire pour des distances très grandes du point x, y à l'origine. Partant de l'équation (50) nous l'écrivons ainsi :

$$\frac{dy}{dx} = -\frac{Cx + D/(x)}{y - Ax + B/(x)} \quad (66)$$

Puis nous choisissons une valeur x_0 et une valeur correspondante y_0 ainsi que nous avons :

$$\left| \frac{dy}{dx} \right| < \varepsilon \quad (67)$$

pour :

$$\begin{cases} x \leq x_0 \\ y \geq y_0 \end{cases} \quad (68)$$

et où ε est un nombre positif arbitrairement petit. Si nous suivons une courbe intégrale qui se trouve au-dessus de la ligne $y = y_0$ quand $x \leq x_0$ nous voyons que la variation de y peut être faite aussi petite qu'on veut. En effet nous avons la variation de y

$$\left| \int_{x=0}^{x=x_0} dy \right| \leq \int_0^{x_0} \left| \frac{dy}{dx} \right| dx \leq \dots \int_0^{x_0} \varepsilon dx = \varepsilon \cdot x_0 \quad (69)$$

et comme nous pouvons faire ε pour n'importe quelle valeur de x_0 aussi petit que nous voulons, seulement y_0 est assez grand, nous voyons que la variation de y dans l'intervalle $0 \dots x_0$ peut être arbitrairement petite. Donc si nous pouvons trouver une courbe intégrale qui part de l'axe des y avec une valeur positive de $y = y_1$ assez grande et qui fait un demi-tour autour de l'origine pour finalement couper l'axe négatif des y avec la valeur $y = y_2$, et pour $x = x_0$ l'ordonnée positive de la courbe est numériquement plus grande que l'ordonnée négative, nous pouvons aussi affirmer que :

$$|y_1| > |y_2| \quad (70)$$

c'est-à-dire qu'après le demi-tour, la distance entre la courbe et l'origine est diminuée.

Pour démontrer cela nous étudions la nature des courbes intégrales pour des valeurs $x \geq x_0$.

Nous pouvons écrire l'équation (66)

$$\frac{dx}{dy} = -\frac{y - x \left(A - B \cdot \frac{f(x)}{x} \right)}{x \left(C + D \cdot \frac{f(x)}{x} \right)} \quad (71)$$

Nous pouvons toujours supposer que nous avons choisi x_0 si grand que :

$$\frac{f(x)}{x} = \varepsilon(x) < \varepsilon \quad (72)$$

pour $x \geq x_0$, et où ε est un nombre positif arbitrairement petit.

Donc nous pouvons écrire :

$$\frac{dx}{dy} = -\frac{y - x \left[A - B \cdot \varepsilon(x) \right]}{x \left[C + D \cdot \varepsilon(x) \right]} \quad (73)$$

De cette équation nous obtenons :

$$x dx + \frac{y dy}{C + D \cdot \varepsilon(x)} = \dots x \cdot dy \cdot \frac{A - B \cdot \varepsilon(x)}{C + D \cdot \varepsilon(x)} \quad (74)$$

Cette équation est satisfaite sur chaque courbe intégrale. Supposons donc que la courbe $y_1 R y_2$ de la figure 3

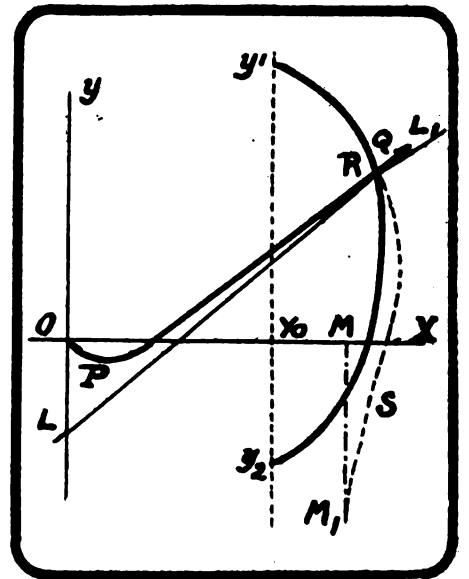


Fig. 3.

est une courbe intégrale qui coupe la ligne verticale $y_1 y_2$ qui passe le point $x = x_0$, dans deux points, dont les ordonnées sont respectivement y_1 et y_2 . Nous supposons que la valeur y est assez grande pour que les conditions (68) soient satisfaites. Il faut maintenant démontrer qu'on peut prendre y_1 si grand que des conditions analogues à (68) mais pour des y négatifs, soient satisfaites dans l'intervalle $0 \dots x_0$.

Premièrement nous devons cependant démontrer que chaque courbe qui part de la partie supérieure de la ligne $y_1 y_2$ rencontre cette ligne encore une fois, c'est-à-dire qu'elle est du type de la courbe $y_1 R y_2$. Supposons donc que la courbe OPRQ correspond à l'équation $y = Ax - Bf(x)$ ou $y - Ax + Bf(x) = 0$. On voit facilement que la marche de cette courbe est celle que montre la figure, c'est-à-

dire la courbe commence dans l'origine, va premièrement au-dessous de l'axe des x , puis coupe cet axe et se rapproche asymptotiquement de la ligne droite LL_1 dont le coefficient angulaire est égal à A , c'est-à-dire positif. D'abord nous montrerons que la courbe intégrale coupe la courbe OPRQ, quand la direction de la courbe intégrale est verticale. De l'équation (50) nous voyons que le rapport dx/dy est zéro sur la courbe OPRQ et seulement sur elle. Puis nous voyons que le rapport dy/dx est négatif au-dessus de OPRQ. Cela veut dire que la courbe tourne toujours à droite dans le domaine angulaire limité par la ligne $y_1 y_2$ et la courbe OPRQ, au-dessus de la dernière et à droite de la première. La courbe intégrale marche donc dans ce domaine toujours à droite et en bas en même temps, donc elle doit nécessairement couper la courbe OPRQ, par exemple dans le point R. Nous savons donc que dans ce point la direction de la courbe intégrale est exactement verticale, car $dx/dy = 0$ et $dy/dx = \infty$ selon l'équation (50).

Dans le domaine angulaire au-dessous de la courbe OPRQ et à droite de la ligne $y_1 y_2$, nous avons selon (50) dy/dx positif et jamais égal à zéro. Dans ce domaine la courbe intégrale marche donc en bas et à gauche en même temps. Supposons donc que la courbe intégrale ne rencontre pas la ligne $y_1 y_2$. Donc elle doit nécessairement être du type que montre la courbe pointillée RSM', c'est-à-dire qu'elle doit avoir une certaine ligne verticale, soit MM', comme asymptote. Comme cas spécial la ligne MM' peut coïncider avec la ligne $y_1 y_2$, notre démonstration est cependant la même aussi dans ce cas.

Nous voyons cependant qu'il est impossible que la courbe intégrale soit du type RSM'. Dans ce cas le rapport dx/dy tend vers zéro quand x tend vers OM et y tend vers l'infini négatif. Mais cela est en contradiction avec l'équation (50) qui doit être satisfaite, la courbe étant une courbe intégrale de cette équation. Donc la courbe intégrale coupe nécessairement la ligne verticale $y_1 y_2$ dans un certain point, par exemple y_2 et dans ce point le rapport dy/dx est — selon (50) — positif.

Maintenant nous avons vu que chaque courbe intégrale qui part d'un point de $y_1 y_2$ supérieur de la courbe OPRQ coupe encore une fois cette ligne au-dessous de la courbe OPRQ. D'une manière tout à fait analogue à la présente démonstration nous

pouvons aussi démontrer que chaque courbe intégrale qui part à droite et d'un point de $y_1 y_2$ au-dessous de la courbe OPRQ, coupe encore une fois la ligne $y_1 y_2$ dans un point au-dessus de la courbe OPRQ. Et nous pouvons finalement faire la même démonstration pour l'axe des y au lieu de la ligne $y_1 y_2$, c'est-à-dire que nous obtenons la thèse suivante : chaque courbe intégrale de (50) qui part d'un point de la partie positive de l'axe des y fait un demi-tour et coupe la partie négative de l'axe des y . Et chaque courbe intégrale de (50) qui part d'un point de la partie négative de l'axe des y fait un demi-tour et coupe la partie positive de l'axe des y .

Nous avons fait la démonstration pour des courbes intégrales à droite de l'axe des y , mais elle peut être identiquement répétée pour des courbes intégrales à gauche de l'axe des y .

Pour ce qui suit nous avons dit que nous avons besoin d'une courbe intégrale $y_1 Ry_2$ dont la valeur y_1 soit assez grande pour que les conditions (68) soient satisfaites et en même temps les conditions analogues ; mais pour des valeurs négatives, par la valeur y_2 . Cela veut dire que la partie supérieure de la courbe intégrale doit être située au-dessus de la ligne $y = y_0$ dans l'intervalle $0 \leq x \leq x_0$ et qu'en même temps la partie inférieure de la courbe intégrale doit être située au-dessous de la ligne $y = -y_0$ dans le même intervalle $0 \leq x \leq x_0$. Si ces conditions sont satisfaites pour la valeur y_1 que nous avons primitivement choisie, tout est bien. Mais si la partie inférieure de la courbe intégrale ne satisfait pas ces conditions nous choisissons une autre valeur de y_2 où $y_2 > y_0$. De cette valeur sur la ligne $y_1 y_2$ nous partons avec la courbe intégrale à droite, et nous savons donc que cette courbe doit couper la ligne $y_1 y_2$ au-dessus de la courbe OPRQ. Mais elle coupe cette ligne dans un point qui est en même temps au-dessus du point y_1 premièrement choisi. En effet nous savons que deux courbes intégrales ne peuvent pas se couper l'une l'autre, donc la dernière courbe intégrale doit nécessairement marcher en dehors de la courbe intégrale première, et cela veut dire tout simplement que la dernière courbe intégrale coupe $y_1 y_2$ au-dessus du point y_1 . D'où nous déduisons que nous pouvons toujours trouver une courbe intégrale dont les deux parties correspondant à l'intervalle

$$0 \leq x \leq x_0$$

satisfont à la condition (68) ou à la

condition analogue pour les valeurs négatives de y . Nous supposons donc que la courbe $y_1 Ry_2$ est déjà choisie ainsi que ces conditions sont satisfaites, et donc nous avons vu que la variation des y dans l'intervalle $0 \leq x \leq x_0$ pour les deux parties de la courbe intégrale peut être faite aussi petite qu'on veut.

Nous revenons cependant à l'équation (74) qui est satisfaite sur la courbe intégrale $y_1 Ry_2$. Nous prenons l'intégrale curviligne sur la courbe pour les deux membres et obtenons :

$$\int_{y_1 Ry_2} x dx + \int_{y_1}^{y_2} \frac{y dy}{C + D \cdot \epsilon(x)} = \dots$$

$$\int_{y_1}^{y_2} \frac{A - B \cdot \epsilon(x)}{C + D \cdot \epsilon(x)} \cdot x dy \quad (75)$$

Comme l'intégration commence et termine avec la même valeur de x , la première intégrale est égale à zéro. La dernière intégrale est certainement négative, car la fonction à intégrer est toujours positive pour $x \geq x_0$ et les différentielles dy sont toutes négatives. Donc nous pouvons mettre :

$$\int_{y_1}^{y_2} \frac{y dy}{C + D \cdot \epsilon(x)} = -I < 0 \quad (76)$$

où I est un nombre positif.

Nous obtenons de plus :

$$I = \int_{y_2}^{y_1} \frac{A - B \cdot \epsilon(x)}{C + D \cdot \epsilon(x)} \cdot x dy > \dots$$

$$\frac{A - B \cdot \epsilon}{C + D \cdot \epsilon} \int_{y_2}^{y_1} x dy \quad (77)$$

Ici la dernière intégrale est égale à la surface qui est limitée par la courbe $y_1 Ry_2$, les deux lignes horizontales qui passent respectivement les points y_1 et y_2 , et l'axe des y entre ces deux lignes. Cette surface est cependant plus grande que le rectangle dont la base est $y_1 y_2$ et la hauteur est Ox_0 . La valeur de ce rectangle est $x_0(y_1 - y_2)$. Nous obtenons donc

$$\int_{y_2}^{y_1} x dy \geq x_0 (y_1 - y_2) \quad (78)$$

De (77) et (78) nous obtenons une limite inférieure pour I et nous voyons que cette limite augmente en même temps que x_0 et $y_1 - y_2$.

Puis nous pouvons approximativement voir $\epsilon(x)$, étant très petit, que la variation de y^2 entre y_1 et y_2 est essentiellement négative, ce qui

veut dire que la valeur de y diminue pour un demi-tour de la courbe intégrale. Comme le même doit exister pour un demi-tour de la courbe intégrale à gauche de l'axe des y , nous concluons qu'un tour fait diminuer le rayon vecteur de la courbe intégrale et que celle-ci forme donc une partie d'une spirale dont le rayon vecteur diminue en tournant dans le sens négatif.

Pour démontrer cette chose plus rigoureusement nous partons de (50) de laquelle nous obtenons :

(79)

$$[Cx + D/(x)] dx = -[y - F(x)] dy$$

où nous avons pour simplicité — comme plus haut — mis

$$F(x) = Ax - B/(x)$$

Prenons l'intégrale des deux membres nous obtenons :

$$\int [Cx + D/(x)] dx = - \int y dy + \int F(x) dy \quad (80)$$

Quand nous prenons l'intégrale sur un demi-tour de la courbe intégrale, c'est-à-dire d'une valeur de la partie positive de l'axe des y à une valeur de la partie négative de l'axe des y , nous commençons avec $x = 0$ et nous finissons aussi avec $x = 0$. La première intégrale est donc égale à zéro et nous obtenons :

$$\int_{y_1}^{y_2} y dy = \int_{y_1}^{y_2} F(x) dy \quad (81)$$

ou

$$\frac{1}{2} (y_2^2 - y_1^2) = \int_{y_1}^{y_2} F(x) dy \quad (82)$$

De cette équation nous voyons que l'intégrale donne la moitié de la variation de y , en parcourant un demi-tour de la courbe intégrale. Si l'intégrale est positive nous avons des spirales dont les rayons vecteurs augmentent en tournant dans le sens négatif, c'est-à-dire pour des temps croissants. Mais si l'intégrale est négative, nous avons naturellement des spirales dont les rayons vecteurs diminuent en tournant dans le sens négatif.

Maintenant nous allons étudier l'intégrale (82) et montrer que pour des courbes intégrales qui sont très éloignées de l'origine cette intégrale devient négative, c'est-à-dire que les courbes intégrales très éloignées de l'origine sont des spirales qui se rapprochent à l'origine en tournant dans

le sens négatif, correspondant à des temps croissants.

Cela veut donc dire, selon l'équation (82), que les rayons vecteurs des courbes diminuent en tournant dans le sens négatif, c'est-à-dire quand le temps augmente. Nous avons donc des courbes spirales — pour des courbes très éloignées de l'origine — qui marchent en sens contraire des courbes qui sont très près de l'origine, fait dont nous tirerons les conséquences plus tard. Revenons donc à l'intégrale (82) et étudions la très loin de l'origine.

Supposons donc que dans la figure 4 la courbe $OR_1P_1Q_1L$ représente

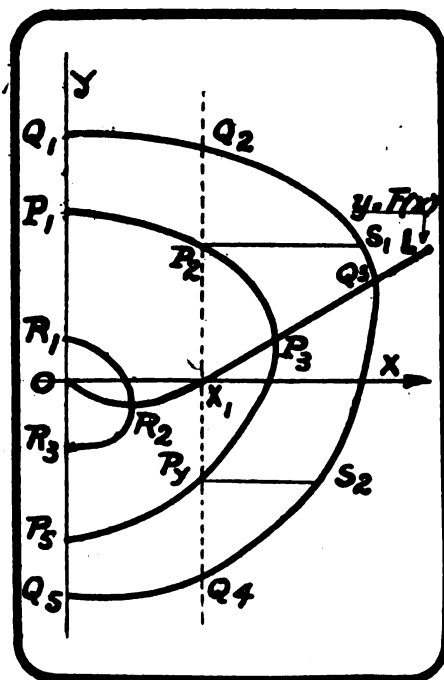


Fig. 4.

la fonction $y = F(x)$. Cette fonction est donc négative pour des valeurs de x plus petites que x_1 et positive pour des valeurs de x plus grandes que x_1 . Pour $x = x_1$ la fonction $F(x)$ est égale à zéro. De plus nous savons de la forme de la fonction $f(x)$ que la fonction $F(x)$ augmente toujours pour des valeurs de x qui sont plus grandes que x_1 . Les deux courbes $P_1P_3P_5$ et $Q_1Q_3Q_5$ sont deux courbes intégrales d'une très grande distance de l'origine, en effet nous supposons que nous pouvons faire cette distance de n'importe quelle grandeur pour tous les points des courbes. La ligne pointillée Q_2Q_4 est verticale et passe le point x_1 où la fonction $F(x)$ est égale à zéro.

Nous étudions premièrement l'intégrale (82) sur la courbe intérieure

$P_1P_3P_5$. Divisons en trois parties, cette intégrale suivant les trois arcs P_1P_3 , P_3P_5 et P_5P_1 .

Selon l'équation (50) nous pouvons écrire la première de ces intégrales de la façon suivante :

$$\int_{P_1P_3} F(x) dy = \int_{P_1P_3} -F(x) \times \frac{Cx + D/(x)}{y - Ax + B/(x)} dx \quad (83)$$

Comme nous avons toujours $x < x_1$, nous pouvons certainement trouver une fonction $\epsilon(y)$ telle que :

$$-F(x) \cdot \frac{Cx + D/(x)}{y - Ax + B/(x)} < \epsilon(y) \quad (84)$$

où :

$$\lim_{y \rightarrow \infty} \epsilon(y) = 0 \quad (85)$$

Pour cela nous avons seulement à prendre une courbe intégrale pour laquelle y est assez grand dans l'intervalle $0 \dots x_1$. Comme l'expression (84) dans cet intervalle a toujours le même signe nous obtenons :

$$\int_{P_1P_3} F(x) dy < \int_{P_1P_3} \epsilon(y) dx < \epsilon \quad (86)$$

où ϵ est un nombre que nous pouvons faire très petit.

Maintenant nous allons à la deuxième intégrale suivant la courbe P_3P_5 . Cette intégrale est toujours négative et nous pouvons donc écrire :

$$\int_{P_3P_5} F(x) dy < 0 \quad (87)$$

Cela nous voyons ainsi. Sur l'arc en question nous avons toujours la fonction $F(x)$ positive et en même temps toutes les différentielles dy sont négatives. L'intégrale devient donc aussi négative, ce qui est exprimé dans l'équation (87).

Pour la troisième intégrale suivant la courbe P_5P_1 nous pouvons faire la même démonstration que pour la première et donc nous obtenons pour la valeur absolue de l'intégrale une équation qui est analogue à (86). Nous obtenons donc comme résultat que la première et la troisième intégrale ont pour limite zéro pendant que la deuxième intégrale est toujours négative, quand les courbes intégrales s'éloignent de l'origine.

Il faut maintenant démontrer que la valeur de la deuxième intégrale — suivant la courbe P_3P_5 — n'a pas pour limite zéro quand les courbes

s'éloignent de l'origine, mais reste toujours numériquement plus grande qu'un certain nombre. Nous voyons cela en démontrant que la deuxième intégrale — dont la valeur est négative — diminue toujours, c'est-à-dire devient encore plus négative quand la courbe intégrale s'éloigne de l'origine.

Nous comparons donc deux intégrales correspondant aux deux arcs situés à droite de la ligne Q_2Q_4 pour deux courbes intégrales $P_1P_3P_5$ et $Q_1Q_3Q_5$, la dernière située entièrement en dehors de la première. L'intégrale sur l'arc extérieur, c'est-à-dire sur $Q_1Q_3Q_5$, nous pouvons écrire ainsi :

$$\int_{Q_1Q_3Q_5} F(x) dy = \int_{Q_2Q_4} F(x) dy + \int_{S_1Q_2S_2} F(x) dy + \int_{S_2Q_4} F(x) dy \quad (88)$$

les lettres au-dessous du signe d'intégration indiquent l'arc sur lequel l'intégrale est prise.

Puis nous avons :

$$\int_{S_1Q_2S_2} F(x) dy < \int_{P_1P_3P_5} F(x) dy \quad (89)$$

car pour chaque valeur de y nous avons toujours $F(x)$ plus grand sur l'arc extérieur que sur l'arc intérieur et toutes les différentielles dy sont négatives. En considérant l'équation (88) et en observant que la première et la dernière intégrale du membre droite sont négatives nous obtenons de plus :

$$\int_{Q_2Q_4} F(x) dy < \int_{P_1P_3P_5} F(x) dy \quad (90)$$

Nous voyons donc finalement que l'intégrale prise sur la partie d'une courbe intégrale qui est située à droite de la ligne verticale qui passe x_1 est toujours négative et cette valeur négative augmente numériquement quand la courbe intégrale s'éloigne de l'origine. De plus, nous avons vu que les deux intégrales, prises sur les deux arcs qui sont situés à gauche de la ligne verticale qui passe x_1 ont pour limite zéro quand la courbe intégrale s'éloigne de l'origine. Nous en déduisons que nous pouvons toujours prendre une courbe intégrale si éloignée de l'origine que l'intégrale (82), correspondant à un demi-tour autour de l'origine, est négative et de même pour chaque courbe intégrale encore plus éloignée de l'origine, c'est-à-dire qui se trouve entièrement en dehors de la courbe primitivement trouvée.

Comme nous pouvons faire une

démonstration tout à fait analogue pour un demi-tour à gauche de l'axe des y , nous voyons finalement que les courbes intégrales très éloignées de l'origine ont le caractère de spirales dont le rayon vecteur diminue quand les courbes tournent dans le sens négatif autour de l'origine, c'est-à-dire correspondant au temps augmentent.

Nous pouvons indiquer ce résultat dans les formules suivantes :

$$\frac{1}{2} (y_2^2 - y_1^2) = \int F(x) dy < 0 \quad (91)$$

et :

$$|y_2| < |y_1| \quad (92)$$

Supposons que nous partons d'un point sur l'axe positif des y et que, après un tour autour de l'origine, nous retournons à un autre point de l'axe positif des y . Le rayon vecteur de départ est donc l'ordonnée de départ, c'est-à-dire y_1 et le rayon vecteur de retour est l'ordonnée de retour, c'est-à-dire y_2 .

La courbe intégrale fermée.

Maintenant nous avons trouvé des propriétés importantes des courbes qui sont des intégrales de l'équation différentielle (50). Donc nous avons vu, que quand les courbes sont situées très près de l'origine elles ont le caractère de spirales dont les rayons vecteurs augmentent en tournant dans le sens négatif, correspondant à des temps croissants. Quand cependant les courbes intégrales sont très éloignées de l'origine elles ont le caractère de spirales dont le rayon vecteur diminue en tournant dans le sens négatif. De plus nous savons de la théorie générale des équations différentielles du premier degré que deux courbes intégrales ne peuvent jamais se couper l'une l'autre.

Donc si nous prenons comme point de départ pour une certaine courbe intégrale un point très près de l'origine et où le caractère de la courbe est celui d'une spirale à rayon vecteur croissant, nous comprendrons que pour chaque tour autour de l'origine ce rayon vecteur doit constamment augmenter dans n'importe quelle direction de l'origine. Mais nous voyons aussi que cette augmentation ne peut pas avoir comme effet que le rayon vecteur dépasse n'importe quelle longueur, car dans ce cas la courbe intégrale en question doit finalement couper une des courbes intégrales très éloignées de l'origine dont le caractère est celui de spirales avec des rayons vecteurs diminuants. Bien que ces dernières courbes soient très éloignées de l'origine, la distance de tous ses points de l'origine est finie, et de

cela nous voyons que le rayon vecteur des courbes qui commencent près de l'origine doit toujours rester au-dessous d'une limite finie.

Le rayon vecteur d'une courbe spirale croissant tend donc toujours à augmenter, sans dépasser une longueur finie, ce qui veut dire que pour chaque direction le rayon vecteur de la courbe tend vers une certaine limite. L'ensemble de toutes ces longueurs limites du rayon vecteur, correspondant à toutes directions possibles de l'origine, représente une courbe fermée qui est la courbe limite de toutes les courbes intégrales ayant comme point de départ un point dans l'intérieur de la courbe limite fermée, c'est-à-dire un point relativement près de l'origine où les courbes intégrales ont le caractère de spirales croissantes.

Le même raisonnement que nous avons fait ici pour les courbes intégrales ayant le caractère de spirales croissantes, nous pouvons le répéter de façon analogue pour des courbes intégrales qui commencent très loin de l'origine, c'est-à-dire où les courbes intégrales ont le caractère de spirales diminuantes. Ici nous voyons que pour chaque direction de l'origine il y a une limite du rayon vecteur, et l'ensemble de toutes ces valeurs limites représente une courbe limite vers laquelle toutes les courbes spirales tendent de l'extérieur. Comme dans le cas précédent les courbes spirales décroissantes ne peuvent pas passer ou couper la courbe limite vers laquelle elles tendent indéfiniment.

Nous avons donc vu qu'il existe une courbe limite pour les courbes spirales croissantes — qui commencent près de l'origine — et une courbe limite pour les courbes spirales décroissantes — qui commencent très loin de l'origine. Maintenant nous allons montrer que ces deux courbes limites coïncident et donc forment une seule, c'est-à-dire les courbes spirales croissantes et les courbes spirales décroissantes tendent vers la même courbe limite fermée. De plus nous allons montrer que cette courbe limite fermée est aussi une solution de l'équation différentielle (50) et qu'elle représente les oscillations entretenues véritablement périodiques que l'émetteur atteint après un temps qui est théoriquement infini mais pratiquement assez petit.

Premièrement nous vérifions que les courbes limites ci-dessus sont vraiment fermées. Bien que cela puisse être considéré comme une chose allant de soi il n'est pas peut-être inutile d'en dire quelques mots. Considérons

donc la figure 5 qui représente deux cas, I et II, de courbes limites non fermées. Dans le premier cas le rayon vecteur correspondant au point de

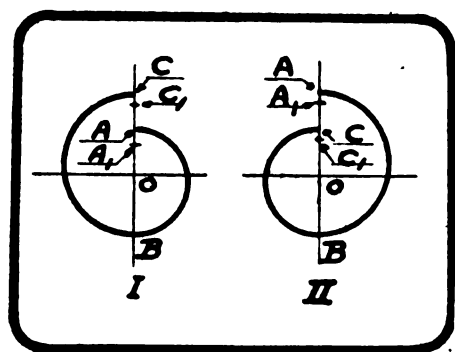


Fig. 5.

départ A est plus petit que le rayon vecteur correspondant au point final C. Le deuxième cas est l'inverse, ici le rayon vecteur de départ AO est plus grand que le rayon vecteur final OC. Nous montrerons maintenant que ces deux cas ne peuvent pas avoir lieu, c'est-à-dire qu'il ne peut exister une ouverture AC entre le point de départ et le point final (tous les deux supposés étant situés sur l'axe positif des y), donc les deux points A et C doivent coïncider, c'est-à-dire la courbe est certainement fermée.

Prenons premièrement le cas I de la figure 5. En supposant qu'il s'agisse de courbes spirales croissantes, c'est-à-dire de courbes qui commencent dans l'intérieur du contour fermé ABCA. Comme la courbe ABC est la courbe limite des courbes intégrales nous obtenons finalement un tour de la spirale qui coupe l'axe des y dans le point A' très près au-dessous du point A et qui après un seul tour coupe encore une fois l'axe des y dans le point C' très près au-dessous du point C. Cette courbe doit nécessairement sortir du domaine fermé ABCA et nous voyons qu'après que la courbe a passé le point C' son rayon vecteur est plus grand que le rayon vecteur correspondant à la courbe ABC. Mais cette courbe représente l'ensemble des limites (supérieures) des rayons vecteurs des courbes spirales en question, le cas I est donc en contradiction avec les suppositions, ce qui veut dire que la distance AC ne peut pas exister ou en d'autres mots, les points A et C coïncident, ou sont placés comme le montre le cas II de la figure.

Mais aussi le cas II est contraire aux suppositions, comme nous allons le voir. Comme la courbe ABC est la courbe

limite, nous pouvons toujours trouver une courbe intégrale qui passe par le point A' très près au-dessous du point A et qui après un tour autour de l'origine passe par le point C' très près au-dessous du point C. Mais nous voyons que cette courbe fait partie d'une spirale décroissante alors que nous avons supposé qu'il s'agit de spirales croissantes. Nous en déduisons que le cas II ne peut se produire et il ne nous reste que le cas où la courbe limite est fermée, c'est-à-dire où les deux points A et C coïncident.

D'une manière analogue nous pouvons montrer aussi que la courbe limite des spirales décroissantes qui commencent très loin de l'origine, est fermée, et il est inutile de répéter cette démonstration.

Après avoir montré que les deux courbes limites sont fermées — nous verrons plus tard qu'elles coïncident, c'est-à-dire que la courbe limite des courbes spirales croissantes et la courbe limite des courbes spirales diminuantes est la même, et que ces deux courbes ne forment donc pas un domaine annulaire — nous montrerons que les courbes limites sont aussi des solutions de l'équation différentielle (50).

Supposons donc que dans la figure 6 la courbe fermée AB'A est une des courbes limites. Si cette courbe est une solution de l'équation (50) et que nous prenons le point A comme point de départ d'un tour dans le sens négatif, la courbe intégrale doit certainement suivre la courbe fermée, c'est-à-dire coïncider avec celle-ci, et retourner après un tour au point A. Mais si la courbe fermée n'est pas une solution de (50) la courbe intégrale qui part du point A ne peut pas coïncider avec la courbe fermée mais elle prend un autre chemin, telle la courbe pointillée ABC. Maintenant nous prenons le point C', situé entre les deux points A et C comme point de départ d'une autre courbe intégrale qui part à gauche, c'est-à-dire dans le sens positif. Le commencement de cette courbe est marqué dans la figure par la courbe à trait mixte C'D. Quand nous poursuivons le chemin de la courbe C'D nous savons qu'elle ne peut pas couper ou toucher la courbe ABC, car dans un point ne peut passer plus d'une seule courbe intégrale. Mais la courbe C'D ne peut pas couper ou toucher la courbe limite AB'A, car étant la courbe limite, celle-ci ne peut être atteinte qu'après une infinité de tours autour de l'origine. La courbe C'D est donc totalement enfermée dans le domaine de la courbe limite et la courbe pointillée ABC, ce

qui veut dire qu'elle ne peut jamais atteindre l'axe positif des y . Mais cela est impossible, car la courbe intégrale C'D est de caractère spirale qui peut faire n'importe quel nombre de tours autour de l'origine, et en chaque tour elle coupe une fois l'axe positif des y . Notre point de départ est donc faux, c'est-à-dire qu'une courbe intégrale qui part du point A de la courbe limite ne peut prendre un autre chemin que celui de la courbe limite fermée ou, en d'autres mots, la courbe limite fermée est aussi une solution de l'équation différentielle (50). La démonstration est absolument analogue si nous supposons que le chemin de la courbe pointillée ABC est situé dans l'intérieur de la courbe limite fermée au lieu d'être situé à l'extérieur de cette courbe.

Donc nous avons vu que les courbes limites sont toujours des solutions de l'équation (50), et nous prenons donc sur ces courbes l'intégrale (82). Prenons comme point de départ le point A sur l'axe positif des y , nous voyons que nous revenons après un tour avec le même rayon vecteur que celui de départ, c'est-à-dire avec la même valeur de y . Cela nous montre que le membre gauche de l'équation (82) est égal à zéro et que par conséquent la valeur de l'intégrale (82) est zéro.

Maintenant nous pouvons montrer qu'il n'existe qu'une seule courbe limite fermée, c'est-à-dire que la courbe limite des courbes spirales croissantes coïncide avec la courbe limite des courbes spirales décroissantes. S'il y a deux courbes limites fermées, l'une enfermant l'autre ainsi que les deux

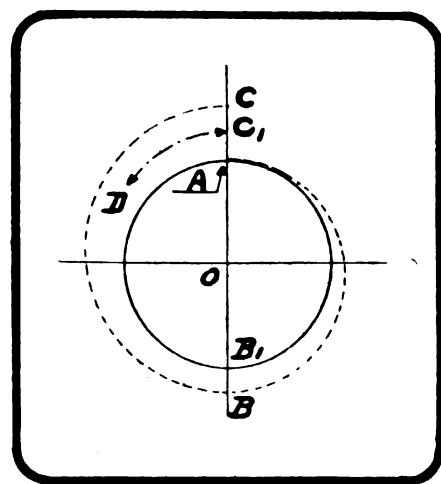


Fig. 6.

courbes forment un domaine angulaire, nous savons de ce que nous venons de montrer, que l'intégrale (82) est de valeur nulle sur toutes les

deux de ces courbes fermées. Mais nous allons maintenant démontrer que si nous prenons l'intégrale (82) sur une suite des courbes intégrales dont chaque suivante est en dehors de la précédente, l'intégrale, qui a commencé par être positive, diminue toujours et devient négative. Pour un certain nombre de ces courbes intégrales, l'intégrale devient zéro mais *seulement une fois*, c'est-à-dire pour une seule courbe, car nous avons dit que l'intégrale qui commence par des valeurs positives est toujours décroissante, donc elle ne peut passer par la valeur zéro qu'une seule fois, correspondant à une seule courbe limite fermée.

Pour montrer que l'intégrale est toujours décroissante, nous étudions sa valeur sur les diverses courbes de la figure 4. Prenons donc premièrement l'intégrale sur la courbe $R_1R_2R_3$, qui est située entièrement à gauche de la verticale dans le point x_1 . Sur cette courbe nous avons toujours $F(x)$ négatif mais en même temps toutes les différentielles dy sont négatives (l'intégrale est prise dans le sens négatif) et donc nous voyons que l'intégrale devient positive. Cela correspond aussi au fait que dans le domaine de l'origine les courbes intégrales sont du caractère des spirales croissantes.

Maintenant regardons l'intégrale prise sur respectivement les deux arcs P_1P_2 et Q_1Q_2 . Pour le premier cas, nous avons écrit l'intégrale dans la formule (83). Nous voyons cependant que la seule différence entre les deux cas est celle que, dans la dernière, correspondant à l'arc Q_1Q_2 , les valeurs de y sont prises sur cette courbe au lieu de la courbe P_1P_2 . Donc la valeur de la fonction à intégrer est certainement plus petite sur la courbe Q_1Q_2 que dans des points correspondants sur la courbe P_1P_2 , ce qui veut dire que l'intégrale sur la courbe Q_1Q_2 est plus petite que l'intégrale sur la courbe P_1P_2 .

Par un raisonnement tout à fait analogue, nous pouvons montrer que l'intégrale prise sur la courbe Q_1Q_2 est plus petite que celle prise sur la courbe P_1P_2 . Nous ne répétons pas cette démonstration. Finalement, nous considérons la formule (90) laquelle en combinaison avec les derniers résultats donne que l'intégrale prise sur la courbe extérieure $Q_1Q_2Q_3Q_4Q_5$ est plus petite que celle prise sur la courbe intérieure $P_1P_2P_3P_4P_5$. De cela, nous déduisons que l'intégrale est toujours décroissante et qu'elle ne peut donc atteindre la valeur zéro qu'une seule fois, c'est-à-dire pour une seule courbe

intégrale qui donc est la seule courbe limite fermée.

Nous avons montré que l'intégrale (91) prend la valeur zéro une seule fois pour une courbe intégrale qui tourne autour de l'origine et que cela correspond au cas où cette courbe intégrale est la seule courbe intégrale fermée vers laquelle toutes les autres courbes intégrales tendent, qu'elles commencent près de l'origine ou qu'elles commencent dans un point très éloigné de celle-ci. Nous avons vu que le fait que l'intégrale en question prend la valeur zéro une seule fois correspond au fait qu'il y a une seule courbe intégrale fermée, c'est-à-dire que les deux courbes limites que nous avons supposées plus haut coïncident et deviennent une seule courbe limite fermée.

Nous voyons donc que, quelle que soit la manière dont les oscillations de la lampe ont commencé, et que quelles que soient les conditions initiales, ces oscillations tendent toujours à prendre l'état qui correspond à la courbe limite fermée. Dans la pratique nous pouvons supposer que cet état est atteint après un temps très court, ce qui veut dire que nous pouvons considérer la courbe fermée comme la seule solution du problème.

Les oscillations peuvent donc être représentées par un point, qui se déplace le long de la courbe fermée dans le sens négatif avec une certaine vitesse. La raison pour laquelle le point doit se déplacer dans le sens négatif est — comme nous le savons déjà — que ce sens correspond à des temps croissants, chose que nous pouvons vérifier par l'équation (50).

Les coordonnées du point mobile considérées en même temps que les valeurs correspondantes de t (le temps) selon (50) donnent donc les fonctions cherchées x et y en fonctions de t . Nous étudierons d'un peu plus près ces fonctions.

Premièrement nous voyons que les fonctions sont périodiques. En effet nous obtenons pour t une certaine augmentation — et toujours la même — chaque fois que le point mobile décrit un tour le long de la courbe fermée. Cette augmentation de t est obtenue en intégrant une des expressions de l'équation (50) le long de toute la courbe fermée et dans le sens négatif. Nous exprimons cette augmentation par T_1 , ce qui donne :

$$T = \int_{(C)} \frac{dx}{y - Ax + Bf(x)} \quad (93)$$

ou

$$T = - \int_{(C)} \frac{dy}{Cx + Df(x)} \quad (94)$$

Les intégrales doivent être prises le long de toute la courbe fermée et dans le sens négatif, et la désignation Cf que nous avons faite au-dessous des signes d'intégration sert à marquer que l'intégration se fait le long de la courbe fermée.

Si donc nous partons d'une certaine valeur de t , correspondant à une certaine position du point mobile, nous voyons qu'après avoir parcouru un tour de la courbe nous obtenons pour t la valeur $t + T$, mais la position du point mobile est la même qu'au commencement. Après avoir parcouru deux tours le long de la courbe nous obtenons pour t la valeur $t + 2T$, mais la position du point mobile est la même. Nous pouvons de même continuer avec n'importe quel nombre de tours le long de la courbe fermée, nous trouverons toujours que les valeurs de t , qui ont la forme $t + n.T$, où n est un nombre entier arbitraire, correspondent à la même position du point mobile. Mais à ce point correspond naturellement une valeur bien déterminée de la fonction x qui est l'abscisse du point, et nous voyons donc que toutes les valeurs de t qui ont la forme $t + n.T$ (n entier arbitraire) correspondent à la même valeur de la fonction x . Mais cela veut dire tout simplement que la fonction x , considérée comme fonction de t , est périodique et que sa période est égale à T .

D'une manière analogue nous pouvons montrer que la fonction y , considérée comme fonction de t , est aussi périodique et que sa période est T .

Nous avons montré que la valeur T est obtenue par les intégrales (93) ou (94). Ces intégrales donnent donc la période (commune) des fonctions x et y .

Cependant il faut ajouter quelques remarques sur les intégrales (93) et (94). Regardons premièrement l'intégrale (93). Nous voyons donc que le dénominateur prend la valeur zéro au point où la courbe fermée coupe la courbe que représente la fonction $y = F(x) = Ax - Bf(x)$. On peut donc se demander si la valeur de l'intégrale ne devient pas infinie. Et la même question peut se poser pour l'intégrale (94) pour $x = 0$, où le dénominateur prend la valeur zéro. Nous allons cependant démontrer que les intégrales sont finies et bien définies, bien que les dénominateurs res-

pectifs deviennent nuls pour certaines valeurs de x et de y .

De l'équation différentielle (50) qui définit les courbes intégrales, donc aussi la courbe fermée que nous considérons en ce moment, nous déduisons que les deux intégrales, (93) et (94), prises le long de la même partie de la courbe fermée, sont toujours égales. Cela est une conséquence absolument nécessaire de la définition de la courbe. Si donc une de ces intégrales est finie, prise sur une certaine partie de la courbe, l'autre intégrale, prise sur la même partie de la courbe, doit nécessairement être finie.

Supposons donc que dans la figure 4 la courbe $Q_1Q_2Q_3$ représente la partie de la courbe fermée qui est située à droite de l'axe des y . Nous prenons maintenant l'intégrale (93) le long de la partie de la courbe $Q_2Q_3Q_4$ par exemple. Au point Q_3 où cette partie de courbe coupe la courbe $y = F(x)$, le dénominateur sous le signe somme 'devient nul. Mais l'intégrale est finie. En effet l'intégrale (93) prise le long de $Q_2Q_3Q_4$ est égale à l'intégrale (94) prise le long de la même partie de courbe. Mais cette dernière intégrale est certainement finie, car le dénominateur ne devient pas nul sur l'arc $Q_2Q_3Q_4$, ce qui veut dire que l'intégrale est finie. De cela nous tirons donc que l'intégrale (93) est également finie. On démontre de même que l'intégrale (94) prise le long d'un arc où le dénominateur s'annule, est finie, mais nous ne répétons pas cette démonstration.

Nous voyons donc que T , c'est-à-dire la période des fonctions x et y , peut être calculée par n'importe laquelle des relations (93) ou (94) ou par une combinaison de ces deux relations. Dans tous les cas nous obtenons une valeur bien définie de la période T .

Nous étudierons un peu l'allure de la fonction x . Nous prenons donc comme point de départ pour le point mobile la section entre la courbe fermée et l'axe positif des y . Pour la démonstration nous pouvons utiliser la figure 4 en supposant que la courbe $Q_1Q_2Q_3$ est la demi-droite de la courbe fermée. Le point de départ est donc Q_1 . Pour les valeurs de t nous prenons les valeurs d'une — n'importe laquelle — des intégrales (93) ou (94), commençant l'intégration au point de départ Q_1 . Le point mobile, que nous représentons par P , se déplace maintenant le long de la courbe $Q_1Q_2Q_3$ dans le sens négatif. En même temps les valeurs de t augmentent régulièrement.

Nous voyons donc que la fonction

x , qui est nulle dans le point de départ, c'est-à-dire qui commence avec la valeur zéro, augmente toujours et régulièrement jusqu'au point Q_3 où la courbe fermée coupe la courbe de $y = F(x)$. Dans ce point la fonction x a donc un maximum. Nous pouvons supposer que le point Q_3 correspond à la valeur t_1 de t . Quand le point mobile P poursuit son chemin la fonction x diminue toujours et régulièrement jusqu'au point Q_3 où $x = 0$. Maintenant nous devons supposer que la courbe fermée continue aussi à gauche de l'axe des y (bien qu'elle ne soit pas marquée dans la figure), et comme la courbe de la fonction $y = F(x)$ est symétrique par rapport de l'origine — $F(x)$ est impair — la moitié gauche de la courbe fermée est aussi symétrique par rapport à l'origine avec la demi-droite, c'est-à-dire $Q_1Q_3Q_4$. Cela veut donc dire qu'à chaque point de la partie droite de la courbe fermée dont les coordonnées sont, par exemple, x et y correspond un autre point sur la partie gauche de la courbe dont les coordonnées sont — x et — y .

Donc nous voyons que quand le point mobile P poursuit son chemin du point Q_3 sur la partie gauche de la courbe fermée la fonction diminue encore régulièrement — en prenant des valeurs négatives — jusqu'à un point qui est situé symétriquement au point Q_3 où la fonction x prend sa valeur minima. Ce point, symétrique au point Q_3 , nous l'appellerons Q_3' . Et quand finalement le point mobile P se déplace du point Q_3' au point Q_1 sur l'axe positif des y — ayant donc accompli un tour entier le long de la courbe fermée — la fonction x augmente régulièrement de la valeur minimum (négative) à la valeur zéro, c'est-à-dire la valeur initiale.

En même temps la valeur de t a été augmentée de T , c'est-à-dire d'une période de la fonction x , et nous voyons donc que la fonction a seulement une valeur maximum et une valeur minimum et prend la valeur zéro seulement une fois entre ces deux valeurs pendant une période. Dans le commencement et dans la fin de cette période, c'est-à-dire pour les valeurs $t = 0$ et $t = T$, la valeur de la fonction x est aussi zéro.

A cause de la symétrie de la courbe fermée autour de l'origine nous voyons de plus que les valeurs des deux intégrales (93) et (94) sont les mêmes sur la partie droite de la courbe que sur la partie gauche, car le changement de signe de x et de y dans (93) et (94) ne change pas les valeurs des intégrales.

Donc les intégrales prises le long de la partie droite $Q_1Q_3Q_4$ de la courbe fermée donnent la moitié des valeurs correspondantes à toute la courbe fermée. Cela peut se représenter par les formules :

$$\frac{T}{2} = \int_{(Q_1Q_3Q_4)} \frac{dx}{y - Ax + Bf(x)} \quad (95)$$

et

$$\frac{T}{2} = - \int_{(Q_1Q_3Q_4)} \frac{dy}{Cx + Df(x)} \quad (96)$$

Maintenant nous avons trouvé quelques propriétés de la fonction x que nous pouvons résumer ainsi :

$$x(t + T) = x(t) \quad (97)$$

ce qui montre la périodicité de x et que la période est T .

$$x(0) = x(T/2) = x(T) = 0 \quad (98)$$

ce qui montre que x est nulle au commencement et à la fin de la période choisie ici et qu'elle est nulle aussi dans le milieu de cette période.

$$x(t + T/2) = -x(t) \quad (99)$$

ce qui montre que la moitié de la fonction x dans la première demi-période — $0 \dots T/2$ — est symétrique à la moitié de la fonction dans la deuxième demi-période — $T/2 \dots T$.

$$x'(t) > 0 \text{ pour } 0 < t < t_1 \quad (100)$$

ce qui montre que la fonction x augmente régulièrement jusqu'à son premier maximum pour $t = t_1$.

$$x'(t) < 0 \text{ pour } t_1 < t < T/2 \quad (101)$$

ce qui montre que la fonction x diminue régulièrement après son premier maximum jusqu'à la valeur zéro pour $t = T/2$.

$$(102)$$

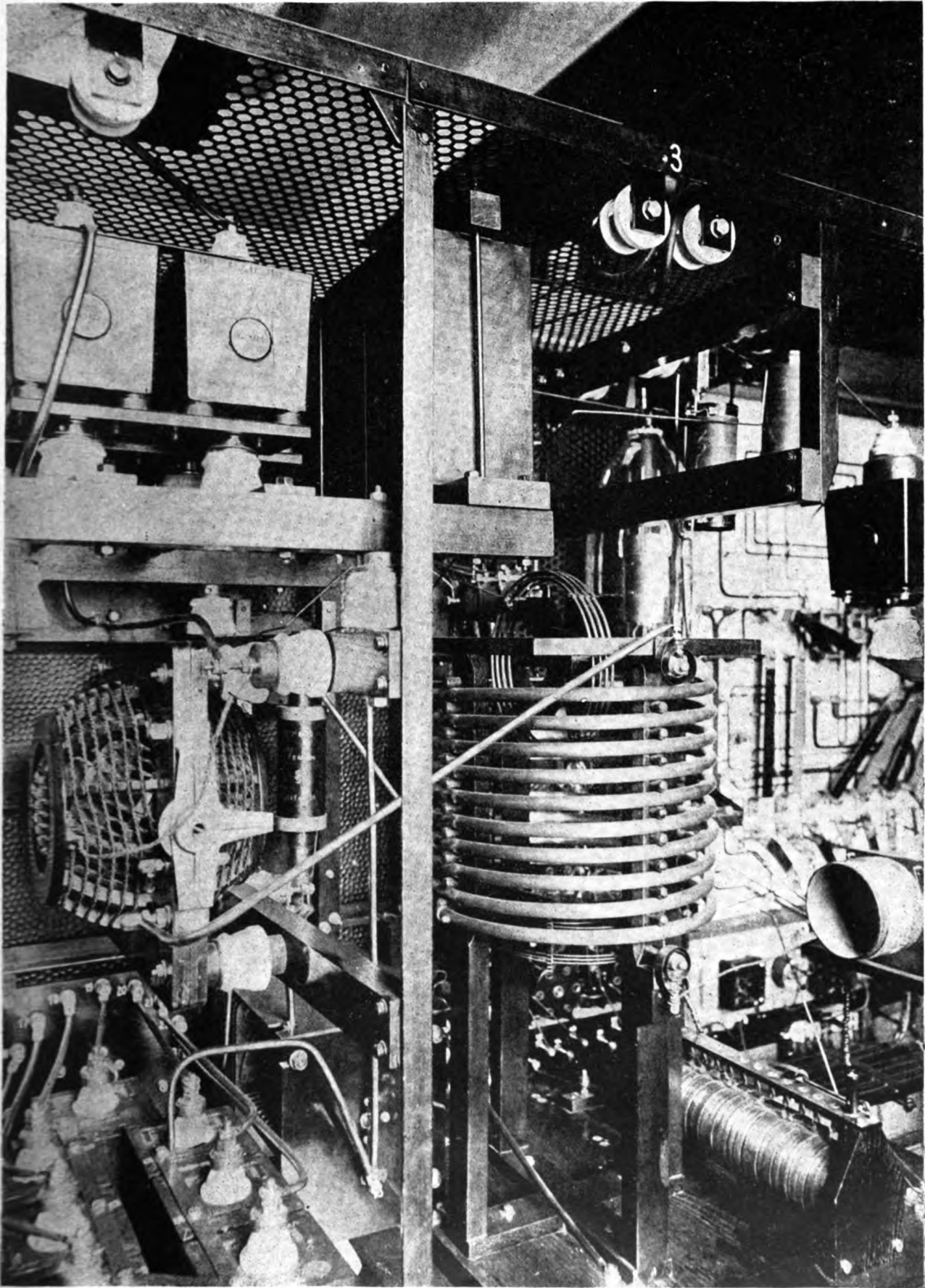
$$x'(t) < 0 \text{ pour } T/2 < t < t_1 + T/2$$

ce qui montre que la fonction diminue encore régulièrement jusqu'à sa valeur minimum qu'elle prend pour $t = t_1 + T/2$.

$$x'(t) > 0 \text{ pour } t_1 + T/2 < t < T \quad (103)$$

ce qui montre que la fonction x augmente régulièrement de sa valeur minimum jusqu'à la valeur zéro, qu'elle prend pour $t = T$.

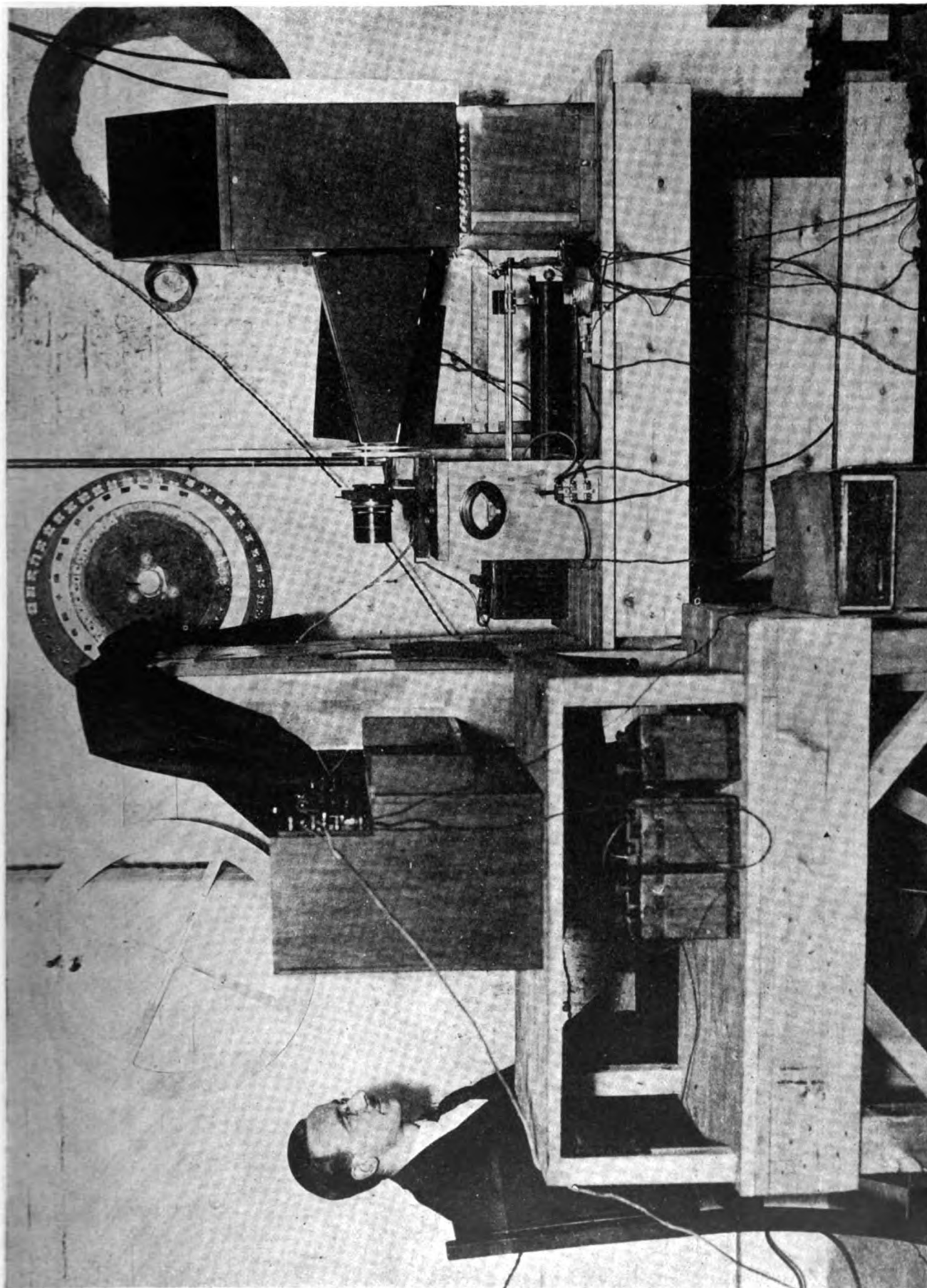
Nous voyons donc que la fonction x a beaucoup de ressemblances avec la fonction connue $\sin(2\pi t/T)$. En effet, cette fonction est périodique avec la période T , et si nous mettons dans les formules ci-dessus $t_1 = T/4$ elle satis-



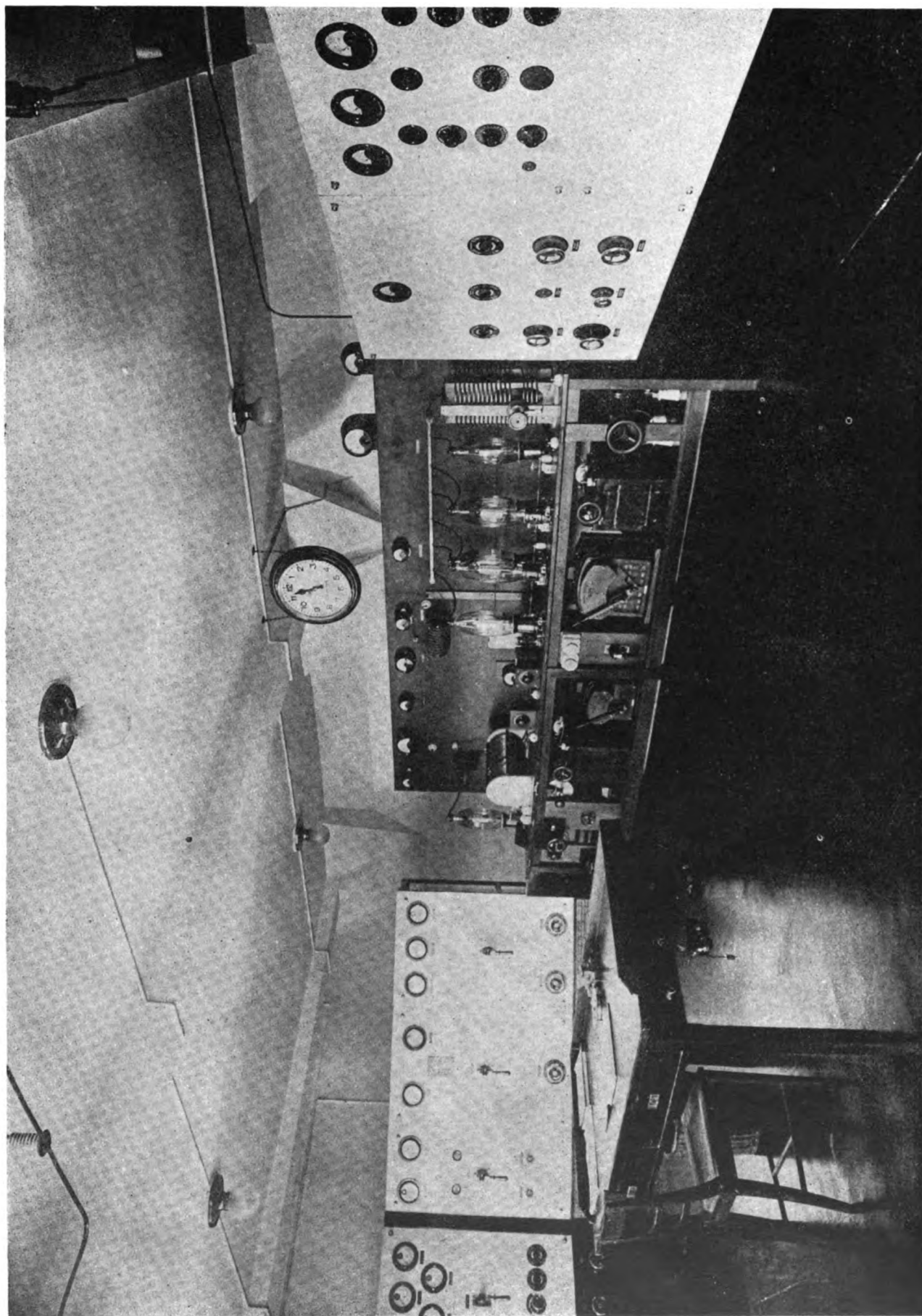
LE POSTE DE RADIODIFFUSION DE DRESDE.



L'INVENTEUR AMÉRICAIN JENKINS ET SON APPAREIL DE TÉLÉCINÉMATOGRAPHIE.



L'UN DES PREMIERS APPAREILS D'ÉMISSION DE TÉLÉVISION STÉRÉOSCOPIQUE DE M. J. L. BAIRD.



LE POSTE DE RADIODIFFUSION DE MUNICH

fait toutes les conditions (97) - (103)

La différence entre les deux fonctions $x(t)$ et $\sin(2\pi t/T)$ est donc, entre autres, que pour la dernière la valeur de t_1 est égale à $T/4$ mais pour la première nous pouvons ou avoir cette égalité (dans des cas spéciaux) ou la valeur de t_1 peut différer de la valeur $T/4$.

Il peut être utile maintenant d'étudier la fonction x comme fonction d'une autre variable, savoir « l'argument » du point mobile P qui définit la fonction, ou, en d'autres termes en fonction de l'angle que le rayon vecteur du point P fait avec l'axe positif des x . Pour cela nous mettons

$$x = u \cdot \cos v \quad (104)$$

et

$$\frac{y}{A} = u \cdot \sin v \quad (105)$$

Disons d'abord quelques mots sur la raison pour laquelle nous avons mis y/A dans la formule (105) au lieu de mettre simplement y .

Dans les équations physiques, où toutes les grandeurs représentent des quantités physiques, par exemple courant, résistance, tension, masse, etc... il est clair que tous les termes d'une expression mathématique doivent être de la même dimension, c'est-à-dire qu'on doit pouvoir les mesurer par les mêmes unités. Il est donc contre toute raison que les deux quantités A et B dans la somme $A + B$ ou dans la différence $A - B$ soient d'une nature différente, par exemple A étant un courant et B étant une tension. Bien que tout le monde comprenne cela comme quelque chose qui va de soi, il est très singulier qu'on trouve souvent des fautes contre cette règle dans la littérature technique, et nous pensons donc qu'il peut être utile de souligner encore une fois la chose malgré sa nature axiomatique.

Dans l'équation (104) la variable v est naturellement de la dimension zéro, c'est-à-dire est de la nature d'un nombre pur. De même pour l'expression $\cos v$, qui est aussi un nombre pur. Nous obtenons donc que la dimension de x est la même que la dimension de u . Cependant si nous mettons $y = u \cdot \sin v$ cela veut donc dire que nous supposons que la dimension de y est la même que celle de u et donc aussi la même que celle de x . Mais cela ne correspond pas à ce que nous pouvons voir de l'équation (50) par exemple. En effet nous avons dans le premier dénominateur de cette équation entre autre la différence $y - Ax$, ce qui veut dire que la dimension de y est la même que celle du produit Ax . Par conséquent,

nous avons la dimension de x égale à celle de y/A et comme la dimension de x est égale à celle de u dans l'équation (104) nous obtenons que la dimension de y/A est égale à cause de u . Il ne peut pas donc exister une égalité entre y et $u \cdot \sin v$ mais il peut exister une égalité entre y/A et $u \cdot \sin v$ selon les dimensions. Et voilà la raison pour laquelle nous avons mis y/A et non pas y dans l'équation (105).

Si nous voulons représenter géométriquement les équations (104) et (105) nous pouvons prendre comme coordonnées les valeurs de x et de y/A qui d'après ce que nous avons dit sont de la même dimension et donc peuvent être exprimées par des coordonnées homogènes. Pour distinguer les nouvelles coordonnées nous mettons $x = X$ et $y/A = Y$. Des équations (104) et (105) nous obtenons donc respectivement

$$X = u \cdot \cos v \quad (106)$$

et

$$Y = u \cdot \sin v \quad (107)$$

Puis l'équation différentielle dont les solutions sont les fonctions que nous étudions, c'est-à-dire (50), devient

$$\begin{aligned} dt &= \frac{dX}{AY - AX + Bf(X)} \\ &= - \frac{AdY}{CX + Df(X)} \end{aligned} \quad (108)$$

Nous avons déjà dit que v représente l'angle que fait le rayon vecteur du point P avec l'axe positif des X . Puis nous voyons que u est la longueur du rayon vecteur du point P.

Les équations (106) et (107) donnent

$$X^2 + Y^2 = u^2 \quad (109)$$

et comme X et Y ne sont jamais nuls en même temps nous voyons que u n'est jamais zéro. La fonction u est donc toujours positive et se trouve entre deux limites finies positives pour les solutions qui correspondent à la courbe intégrale fermée.

Cependant nous pouvons voir que u est une fonction périodique de t ayant pour période T . En effet nous avons les deux fonctions X et Y périodiques et avec la période T — ce que nous avons démontré plus haut — et nous obtenons donc que la racine positive de (109), c'est-à-dire u , est aussi périodique et avec la même période. Nous pouvons donc mettre

$$u(t + T) = u(t) \quad (110)$$

Cependant nous regardons encore la fonction v . Nous savons que cette fonction augmente régulièrement quand le point mobile P se déplace

dans le sens négatif le long de la courbe. En même temps nous savons que la quantité t augmente monotone-ment. Puis, si nous partons de valeurs définies de v et de t , nous constatons que chaque valeur de t correspond à une valeur bien déterminée de v . Cela veut donc dire que v est une fonction uniforme et monotone-ment diminuante de t et nous pouvons écrire :

$$\frac{dv}{dt} < 0 \quad (111)$$

Supposons maintenant que nous prenons comme point de départ pour le point mobile P la section entre la courbe fermée et l'axe positif des x . Dans ce point nous mettons $v = 0$. Nous déplaçons le point P dans le sens positif le long de la courbe jusqu'au point Q_1 (fig. 4). Donc la fonction v prend la valeur $\pi/2$. Dans ce point nous mettons de plus $t = 0$. c'est-à-dire nous prenons comme valeurs initiales simultanées de t et de v respectivement 0 et $\pi/2$.

Nous pouvons donc mettre

$$v - \frac{\pi}{2} = \int_0^t v'(t) dt \quad (112)$$

ou naturellement $v'(t)$ est une fonction périodique de t et avec la période T . Nous pouvons donc écrire :

$$v'(t) = \epsilon'(t) - a < 0 \quad (113)$$

où $\epsilon'(t)$ est aussi une fonction périodique et a est une constante qui doit être déterminée selon la condition.

$$\int_0^T \epsilon'(t) dt = 0 \quad (114)$$

Cependant nous avons :

$$\int_0^T v'(t) dt = -2\pi \quad (115)$$

ce qui donne :

$$a \cdot T = 2\pi \quad (116)$$

ou :

$$a = \frac{2\pi}{T} \quad (117)$$

Nous obtenons donc :

$$v'(t) = \epsilon'(t) - \frac{2\pi}{T} < 0 \quad (118)$$

ce qui nous donne une forme de la fonction v , ainsi :

$$v(t) = \epsilon(t) - \frac{2\pi}{T} \cdot t + \frac{\pi}{2} \quad (119)$$

où

$$\epsilon(0) = 0 \quad (120)$$

à quoi de plus est soumise la condition (118).

(A suivre).

L'EXCITATION D'UNE ANTENNE EN FONCTION DE LA DIRECTION DU CHAMP ÉLECTROMAGNÉTIQUE

(Suite)

Par Gustave HACK, *Docteur ès sciences.*

■ ■ ■ ■ ■

NOUS allons maintenant chercher des solutions qui s'appliquent au problème des oscillations stationnaires. Nous avons donc vu dans les solutions trouvées, que c'est la fonction exponentielle qui nous gêne, et il s'agit donc de faire disparaître cette fonction d'une manière ou d'une autre.

Dans les solutions trouvées, nous avons entre autres deux constantes d'intégration n et m . Une d'elles peut être choisie arbitrairement, mais l'autre est toujours déterminée par l'équation (42). Donc nous prenons pour la constante n la valeur suivante :

$$n = \omega \pm j\alpha \quad (65)$$

Maintenant la constante m est déterminée, et comme n est un nombre complexe, nous obtenons aussi pour m un nombre complexe, soit

$$m = m_1 \pm jm_2 \quad (66)$$

Si nous mettons ces valeurs dans l'équation (42) nous obtenons

$$(m_1 \pm jm_2)^2 = [\alpha^2 + (\omega \pm j\alpha)^2] LC \quad (67)$$

où nous voyons que le signe plus dans le membre gauche correspond au signe plus dans le membre droit et analogiquement pour les signes moins dans les deux membres.

Nous considérons maintenant les solutions dans les formes qui donnent les formules (46), (47), (48) et (49). Dans la première de ces solutions, c'est-à-dire (46), nous mettons la valeur de n de (65) en prenant le signe moins. La solution prend donc la forme

$$K_1 e^{-\alpha t} e^{j\omega t + \alpha t} e^{jm_1 x + m_2 x} \\ = K_1 e^{m_2 x} e^{j(m_1 x + \omega t)} \quad (68)$$

Dans la solution (47) nous mettons la valeur de n selon (65) en prenant

le signe plus. La solution devient donc de la forme

$$K_2 e^{-\alpha t} e^{-j\omega t + \alpha t} e^{-jm_1 x + m_2 x} \\ = K_2 e^{m_2 x} e^{-j(m_1 x + \omega t)} \quad (69)$$

Puis nous mettons dans la solution (48) la même valeur de n , ce qui donne

$$K_3 e^{-\alpha t} e^{-j\omega t + \alpha t} e^{jm_1 x - m_2 x} \\ = K_3 e^{-m_2 x} e^{j(m_1 x - \omega t)} \quad (70)$$

et finalement nous mettons la valeur de n selon (65) avec le signe moins dans la solution (49), ce qui donne comme quatrième solution

$$K_4 e^{-\alpha t} e^{j\omega t + \alpha t} e^{-jm_1 x - m_2 x} \\ = K_4 e^{-m_2 x} e^{-j(m_1 x - \omega t)} \quad (71)$$

Mais, nous savons que la somme de ces quatre solutions est aussi une solution que nous pouvons écrire dans la forme

(72)

$$W = e^{m_2 x} [K_1 e^{j(m_1 x + \omega t)} + K_2 e^{-j(m_1 x + \omega t)}] \\ + e^{-m_2 x} [K_3 e^{j(m_1 x - \omega t)} + K_4 e^{-j(m_1 x - \omega t)}]$$

Ici K_1 , K_2 , K_3 et K_4 sont des constantes d'intégration absolument arbitraires, et si nous disposons convenablement ces constantes, nous pouvons mettre la solution (72) dans la forme

$$W = e^{m_2 x} [A \sin(m_1 x + \omega t) + B \cos(m_1 x + \omega t)] \\ + e^{-m_2 x} [A' \sin(m_1 x - \omega t) + B' \cos(m_1 x - \omega t)] \quad (73)$$

Dans cette forme de la solution nous voyons que la fonction exponentielle dépendant du temps t est disparue et la solution prend pour chaque valeur donnée de x la forme d'une fonction harmonique dont l'amplitude ne diminue pas avec le temps. La forme (73) est donc convenable pour représenter les oscillations stationnaires.

La solution (73) donne cependant la fonction W et nous savons que nous obtenons les fonctions p et i par les formules

$$p = \frac{dW}{dx} \quad (74)$$

et

$$i = -C \frac{dW}{dt} \quad (75)$$

Nous dérivons donc d'après ces formules, ce qui donne :

$$p = e^{m_2 x} [Am_1 \cos(m_1 x + \omega t) - Bm_1 \sin(m_1 x + \omega t)] \\ + m_2 e^{m_2 x} [A \sin(m_1 x + \omega t) + B \cos(m_1 x + \omega t)] \\ + e^{-m_2 x} [A'm_1 \cos(m_1 x - \omega t) - B'm_1 \sin(m_1 x - \omega t)] \\ - m_2 e^{-m_2 x} [A' \sin(m_1 x - \omega t) + B' \cos(m_1 x - \omega t)] \quad (76)$$

ou après quelques simplifications

$$p = e^{m_2 x} [(Am_1 - Bm_1) \sin(m_1 x + \omega t) + (Am_1 + Bm_1) \cos(m_1 x + \omega t)] \\ - e^{-m_2 x} [(A'm_1 + B'm_1) \sin(m_1 x - \omega t) - (A'm_1 - B'm_1) \cos(m_1 x - \omega t)] \quad (77)$$

D'une manière tout à fait analogue nous obtenons la fonction, i ainsi

$$i = C e^{m_2 x} [B\omega \sin(m_1 x - \omega t) - A\omega \cos(m_1 x + \omega t)] \\ - C e^{-m_2 x} [B'\omega \sin(m_1 x - \omega t) - A'\omega \cos(m_1 x - \omega t)] \quad (78)$$

Si nous supposons que le bout de l'antenne qui correspond à $x = 0$ est libre, nous savons que dans ce point le courant doit être zéro et nous obtenons donc

$$0 = C [B\omega \sin \omega t - A\omega \cos \omega t] + C [B'\omega \sin \omega t + A'\omega \cos \omega t] \quad (79)$$

et après quelques simplifications

$$0 = (B + B') \sin \omega t - (A - A') \cos \omega t \quad (80)$$

Comme cette équation est indépendante de t il nous faut donc

$$\begin{aligned} B + B' &= 0 \\ A - A' &= 0 \end{aligned} \quad (81)$$

c'est-à-dire nous obtenons de cela deux équations pour déterminer les constantes d'intégration

Dans l'autre bout de l'antenne, dont nous supposons que la longueur est l , nous laissons travailler un générateur dont la tension entre les pôles ne dépend pas du courant. Nous exprimons la tension de ce générateur par la formule

$$E = K \cdot \sin \beta t \quad (82)$$

c'est-à-dire que nous avons dans ce bout de l'antenne, correspondant à $x = l$, toujours cette tension. Ce que nous exprimons par la formule

$$p(x = l) = K \cdot \sin \beta t \quad (83)$$

Pour simplifier la solution de ce problème nous supposons, de plus, que la longueur d'antenne est choisie et que la relation

$$m_1 l = 2\nu\pi \quad (84)$$

existe.

Si nous mettons cette valeur dans l'équation (77) qui donne la tension en fonction de x et de t , nous obtenons la tension dans le bout de l'antenne qui correspond à $x = l$, c'est-à-dire le bout où travaille le générateur. Cela nous donne l'équation

$$\begin{aligned} p(x = l) &= \\ &= e^{m_1 l} [(Am_2 - Bm_1) \sin \omega t \\ &+ (Am_1 + Bm_2) \cos \omega t] \\ &+ e^{-m_1 l} [(A'm_2 + B'm_1) \sin \omega t \\ &+ (A'm_1 - B'm_2) \cos \omega t] \end{aligned} \quad (85)$$

et nous voyons ici facilement l'avantage de la formule (84) en raison de la simplification obtenue.

Cependant la tension dans le bout où travaille le générateur est aussi donnée par l'équation (82) et nous obtenons donc, selon (83)

$$\begin{aligned} K \cdot \sin \beta t &= p(x = l) \\ &= [e^{m_1 l} (Am_2 - Bm_1) \\ &+ e^{-m_1 l} (A'm_2 + B'm_1)] \sin \omega t \\ &+ [e^{m_1 l} (Am_1 + Bm_2) \\ &+ e^{-m_1 l} (A'm_1 - B'm_2)] \cos \omega t \end{aligned} \quad (86)$$

De cela nous pouvons premièrement voir que la fréquence des courants dans l'antenne doit être la même que la fréquence du générateur, ce qui donne

$$\beta = \omega \quad (87)$$

De plus, la phase du générateur doit être la même que celle de tension

de la formule (85) et nous obtenons donc

$$K = e^{m_1 l} (Am_2 - Bm_1) + e^{-m_1 l} (A'm_2 + B'm_1) \quad (88)$$

et

$$e^{m_1 l} (Am_1 + Bm_2) + e^{-m_1 l} (A'm_1 - B'm_2) = 0 \quad (89)$$

De cela, après avoir changé les termes

$$K = Am_2 (e^{m_1 l} + e^{-m_1 l}) - Bm_1 (e^{m_1 l} + e^{-m_1 l}) \quad (90)$$

ou

$$K = 2 (Am_2 - Bm_1) \cdot \cosh m_1 l \quad (91)$$

et

$$Am_1 (e^{m_1 l} + e^{-m_1 l}) + Bm_2 (e^{m_1 l} + e^{-m_1 l}) \quad (92)$$

De la dernière équation nous obtenons

$$Am_1 + Bm_2 = 0 \quad (93)$$

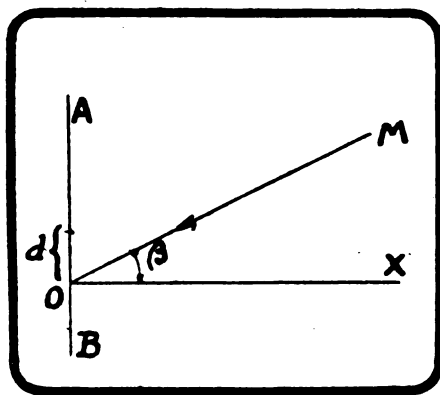


Fig. 5

ce qui est une relation très simple entre les constantes d'intégration A et B.

Nous exprimons B en fonction de A et nous introduisons cette valeur dans (91) ce qui donne

$$K = 2 \left(Am_2 + \frac{Am_1}{m_2} \cdot m_1 \right) \cdot \cosh m_1 l \quad (94)$$

donc

$$Km_2 = 2A (m_1^2 + m_2^2) \cdot \cosh m_1 l \quad (95)$$

En considérant les équations (81) nous obtenons finalement

$$A = A' = \frac{Km_2}{2(m_1^2 + m_2^2) \cosh m_1 l} \quad (96)$$

et

$$B = -B' = -\frac{Km_1}{2(m_1^2 + m_2^2) \cosh m_1 l} \quad (97)$$

Maintenant le problème est tout à fait résolu. Pour avoir le courant en fonction du temps t et de x , nous avons seulement à mettre les valeurs de A, A', B et B' dans les formules (77) et (78), donc le courant et la tension sont connus dans chaque moment et dans chaque point de l'antenne. En effet, nous voyons que toutes les autres

quantités qui se trouvent dans ces formules sont connues. Premièrement la constante n dans les formules plus haut est déterminée par α qui dépend de l'amortissement de l'antenne et de ω , ce dernier étant déterminé par la relation (87). Donc les valeurs de m_1 et m_2 sont aussi déterminées par la relation (67). Puis les valeurs de A, A', B et B' sont, comme nous venons de le voir, déterminées par les équations (96) et (97) où K est un nombre donné, c'est-à-dire l'amplitude de la tension du générateur, qui alimente l'antenne.

De la forme des fonctions (77) et (78) nous voyons aussi qu'il s'agit des oscillations stationnaires, l'amortissement étant compensé par l'énergie que fournit le générateur.

Cet exemple montre clairement l'importance des solutions stationnaires pour un problème de cette nature et aussi la méthode générale avec laquelle on détermine les constantes d'intégration, qui entrent dans le problème. Nous allons appliquer des méthodes analogues dans le problème plus général qui va suivre.

Excitation de l'antenne par un champ électromagnétique dans l'espace

Le cas précédent que nous avons étudié comme problème d'introduction, ne correspond pas aux données pratiques des antennes émettrices. Nous allons donc ici étudier le cas où l'antenne est mise en oscillation par l'influence d'un champ électromagnétique, qui la frappe. Nous prenons le cas le plus général que la direction de propagation du champ électromagnétique ne coïncide pas avec la perpendiculaire de l'antenne.

Soit donc AB dans la figure 5, l'antenne, qui est frappée par des ondes électromagnétiques, venant dans la direction MO. L'angle entre cette direction et la perpendiculaire de l'antenne est β , ce qui est marqué dans la figure. O est un point arbitraire de l'antenne, OX la perpendiculaire de l'antenne dans ce point et dx un élément infinitésimal de l'antenne.

En négligeant la phase nous pouvons exprimer la force du champ électromagnétique par unité de longueur par la formule

$$F = E \sin \omega t \quad (98)$$

Cette force est perpendiculaire à la direction de propagation, la partie qui influe l'antenne est donc diminuée dans la proportion $\cos \beta$. Cette influence produit dans l'élément dx une force électromotrice qui est proportionnelle à la longueur de cet élément, donc

nous pouvons exprimer cette force électromotrice par la formule

$$f = dx \cdot \cos \beta \cdot E \cdot \sin [g(x) - \omega_1 t] \quad (99)$$

où $g(x)$ dépend de la place de l'élément dx .

La vitesse de la perturbation que représentent les ondes est V — la vitesse de la lumière — mais comme cette perturbation atteint l'antenne obliquement, elle se propage le long de l'antenne avec la vitesse $V/\sin \beta$, qui est *plus grande que la vitesse de la lumière*.

De cela suit que nous pouvons exprimer la force électromotrice produite par les ondes dans un élément arbitraire dx comme fonction de x et de t ainsi

(100)

$$f = dx \cdot \cos \beta \cdot E \cdot \sin \left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} \cdot x - \omega_1 t \right)$$

Maintenant examinons l'équation (25). Celle-là exprime, par unité de longueur, que la variation de tension le long de l'antenne doit balancer la chute de tension produite par le courant et la contraction due à l'inductance de l'antenne. Si nous voulons exprimer cela pour un certain élément dx , nous avons seulement à multiplier l'équation (25) par la longueur dx .

Dans ce cas nous n'avons cependant aucune force électromotrice dans l'élément dx , les seules forces sont celles que produisent la résistance et l'inductance de l'antenne.

Dans notre problème actuel nous avons aussi une certaine force électromotrice dans chaque élément dx , ce que nous avons exprimé par la formule (100). La variation de tension qui existe entre les bouts d'un certain élément dx doit donc balancer non seulement les forces produites par la résistance et l'inductance, mais aussi cette force électromagnétique selon la formule (100). Au lieu de l'équation (25) nous obtenons donc pour notre problème actuel l'expression suivante

$$\begin{aligned} \frac{dp}{dx} dx &= \frac{d^2 W}{dx^2} dx \\ &= LC \frac{d^2 W}{dt^2} + wC \frac{dW}{dt} dx \quad (101) \\ &\quad + dx \cdot \cos \beta \cdot E \cdot \sin \left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} \cdot x - \omega_1 t \right) \end{aligned}$$

et après avoir divisé par dx nous obtenons l'équation :

$$\begin{aligned} \frac{d^2 W}{dx^2} &= LC \frac{d^2 W}{dt^2} + wC \frac{dW}{dt} \\ &= E \cdot \cos \beta \cdot \sin \left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} \cdot x - \omega_1 t \right) \quad (102) \end{aligned}$$

Cette relation est l'équation différentielle de notre problème actuel, et nous voyons que la différence entre celle du problème précédent est que

$$\begin{aligned} O(W_2) &= \left[-P \left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} \right)^2 + LC P \omega_1^2 - wC Q \omega_1 \right] \sin \left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} x - \omega_1 t \right) \\ &\quad + \left[-Q \left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} \right)^2 + LC Q \omega_1^2 - wC P \omega_1 \right] \cos \left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} x - \omega_1 t \right) \quad (108) \\ &= E \cdot \cos \beta \cdot \sin \left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} x - \omega_1 t \right) \end{aligned}$$

le membre droite est égale à une fonction harmonique de x et de t au lieu d'être zéro.

De cette forme de l'équation différentielle nouvelle nous voyons que nous obtenons la solution générale en prenant la solution générale de l'équation (25), plus une solution particulière de l'équation (102).

Nous pouvons, comme nous avons vu plus haut, mettre la solution générale de l'équation (25) sous la forme

$$\begin{aligned} W_1 &= e^{m_2 x} [A \sin(m_1 x + \omega t) \\ &\quad + B \cos(m_1 x + \omega t)] \\ &\quad + e^{-m_2 x} [A' \sin(m_1 x - \omega t) \\ &\quad + B' \cos(m_1 x - \omega t)] \quad (103) \end{aligned}$$

correspondante au cas stationnaire. A cette solution il faut donc ajouter une solution particulière de (102)

Nous voyons facilement qu'une telle solution peut être mise sous la forme

$$\begin{aligned} W_2 &= P \cdot \sin \left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} x - \omega_1 t \right) \\ &\quad + Q \cos \left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} x - \omega_1 t \right) \quad (104) \end{aligned}$$

où P et Q sont des constantes à déterminer selon les données du problème.

Pour déterminer ces constantes nous prenons les dérivées partielles de W_2 qui entrent dans l'équation (102), ce qui donne

$$\begin{aligned} \frac{d^2 W_2}{dx^2} &= -P \cdot \left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} \right)^2 \\ &\quad \cdot \sin \left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} x - \omega_1 t \right) \quad (105) \\ &\quad - Q \left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} \right)^2 \cdot \cos \left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} x - \omega_1 t \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{dW_2}{dt} &= -P \omega_1 \cos \left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} x - \omega_1 t \right) \\ &\quad + Q \omega_1 \sin \left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} x - \omega_1 t \right) \quad (106) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{d^2 W_2}{dt^2} &= -P \omega_1^2 \sin \left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} x - \omega_1 t \right) \\ &\quad - Q \omega_1^2 \cos \left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} x - \omega_1 t \right) \quad (107) \end{aligned}$$

Si nous représentons par $O(W_2)$ l'opération avec W_2 et dont le membre gauche de l'équation (102) est l'expression, nous obtenons :

$$\begin{aligned} &-Q \left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} \right)^2 \\ &+ LC Q \omega_1^2 - wC P \omega_1 = 0 \quad (109) \end{aligned}$$

qui donne une relation entre les constantes P et Q . Nous obtenons une autre relation pour déterminer ces constantes en mettant égaux les coefficients de

$$\sin \left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} x - \omega_1 t \right)$$

dans (108). Donc nous avons deux équations pour déterminer les deux constantes inconnues P et Q , ce qui est tout ce qu'il faut.

La solution (104) est une fonction harmonique de x et de t , et si nous disposons convenablement sur la phase de (98) et de (99) nous pouvons la mettre sous la forme

$$W_2 = P \sin \left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} x - \omega_1 t \right) \quad (110)$$

où P est fonction des quantités données β , E , w , C , L et ω_1 .

Maintenant nous connaissons la solution générale de l'équation (102) et nous pouvons l'écrire ainsi

$$W = W_1 + W_2 \quad (111)$$

où W_1 est donné par la relation (103) et W_2 par la relation (104) ou (110). De ces deux formes nous préférons cependant la dernière.

Dans la suite nous allons trouver des solutions analogues pour la fonction i , c'est-à-dire le courant, et le appliquer au problème actuel.

Dans l'équation (111) en combinant avec les équations (110) et (103) nous avons trouvé la solution générale de W de l'équation différentielle (102). Mais nous avons vu précédemment que la fonction i doit aussi satisfaire (102) naturellement avec une autre

valeur de la constante E. Nous obtenons donc pour le courant i la solution:

$$i = e^{m_1 x} [A \sin(m_1 x + \omega l) + B \cos(m_1 x + \omega l)] + e^{-m_1 x} [A' \sin(m_1 x - \omega l) + B' \cos(m_1 x - \omega l)] + K \cdot \sin\left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} x - \omega_1 l\right) \quad (112)$$

où naturellement les constantes d'intégration A, B, A' et B' ne sont pas les mêmes que dans la solution (103).

Les quantités inconnues dans la solution (112) sont ω , m_1 , m_2 , A, B, A' et B', et nous avons maintenant à déterminer ces valeurs selon les données du problème actuel.

Nous supposons donc que la longueur de l'antenne est égale à $2 \cdot l$ et que la valeur $x = 0$ correspond au milieu de l'antenne. Les bouts libres de l'antenne sont donc représentés par les valeurs $x = +l$ et $x = -l$.

Cependant nous savons que le courant dans les bouts d'une antenne est toujours égal à zéro et nous obtenons donc deux conditions pour la solution du problème, savoir: $i(x = l) = 0$ et $i(x = -l) = 0$. Nous mettons donc premièrement la valeur $x = l$ dans l'équation (112), ce qui donne

$$i(l) = 0 = e^{m_1 l} [A \sin(m_1 l + \omega l) + B \cos(m_1 l + \omega l)] + e^{-m_1 l} [A' \sin(m_1 l - \omega l) + B' \cos(m_1 l - \omega l)] + K \sin\left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} l - \omega_1 l\right) \quad (113)$$

De cette équation nous pouvons tout de suite voir que :

$$\omega_1 = \omega \quad (114)$$

et nous pouvons donc supprimer l'indice et écrire ω au lieu de ω_1 en considérant ω comme la fréquence donnée des ondes qui frappent l'antenne.

L'équation (113) doit avoir lieu pour toutes les valeurs de l et nous mettons donc $l = 0$. Cela nous donne :

$$i(l) = 0 = e^{m_1 l} [A \sin m_1 l + B \cos m_1 l] + e^{-m_1 l} [A' \sin m_1 l + B' \cos m_1 l] + K \cdot \sin\left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l\right) \quad (115)$$

Puis nous mettons dans (113)

$$\omega l = \frac{\pi}{2}$$

ce qui donne :

$$i(l) = 0 = e^{m_1 l} [A \cos m_1 l - B \sin m_1 l] + e^{-m_1 l} [-A' \cos m_1 l + B' \sin m_1 l] - K \cdot \cos\left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l\right) \quad (116)$$

D'une façon analogue nous obtenons pour $x = -l$

$$i(-l) = 0 = e^{-m_1 l} [A \sin(-m_1 l + \omega l) + B \cos(-m_1 l + \omega l)] + e^{m_1 l} [A' \sin(-m_1 l - \omega l) + B' \cos(-m_1 l - \omega l)] + K \cdot \sin\left(-\frac{\omega \sin \beta}{V} l - \omega l\right) \quad (117)$$

Aussi cette équation doit être satisfaite pour toutes les valeurs de l et nous mettons donc pour $l = 0$.

$$i(-l) = 0 = e^{-m_1 l} [-A \sin m_1 l + B \cos m_1 l] + e^{m_1 l} [-A' \sin m_1 l + B' \cos m_1 l] - K \cdot \sin\left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l\right) \quad (118)$$

Puis nous mettons dans (117)

$$\omega l = \frac{\pi}{2}$$

ce qui donne :

$$i(-l) = 0 = e^{-m_1 l} [A \cos m_1 l + B \sin m_1 l] + e^{m_1 l} [-A' \cos m_1 l - B' \sin m_1 l] - K \cdot \cos\left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l\right) \quad (119)$$

Maintenant nous avons tout ce qu'il faut pour déterminer les quantités inconnues dans l'équation (112). Premièrement nous savons la valeur de ω selon l'équation (114). Donc nous savons aussi les valeurs de m_1 et m_2 selon (67). Les quantités restant encore inconnues sont donc seulement les constantes d'intégration A, B, A' et B'. Mais pour la solution de ces constantes nous avons les quatre équations (115), (116), (118) et (119).

Pour simplifier le calcul nous mettons :

$$\frac{A + A'}{2} = \xi; \quad \frac{A - A'}{2} = \xi_1 \\ \frac{B + B'}{2} = \eta; \quad \frac{B - B'}{2} = \eta_1 \quad (120)$$

ce qui donne inversement

$$A = \xi + \xi_1; \quad A' = \xi - \xi_1 \\ B = \eta + \eta_1; \quad B' = \eta - \eta_1 \quad (121)$$

Si nous mettons ces valeurs dans les équations (115), (116), (118) et (119) nous obtenons :

$$e^{m_1 l} [(\xi + \xi_1) \sin m_1 l + (\eta + \eta_1) \cos m_1 l] + e^{-m_1 l} [(\xi - \xi_1) \sin m_1 l + (\eta - \eta_1) \cos m_1 l] = -K \cdot \sin\left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l\right) \quad (122)$$

$$e^{m_1 l} [(\xi + \xi_1) \cos m_1 l - (\eta + \eta_1) \sin m_1 l] + e^{-m_1 l} [(\xi - \xi_1) \cos m_1 l - (\eta - \eta_1) \sin m_1 l] = K \cdot \cos\left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l\right) \quad (123)$$

$$e^{-m_2 l} [-(\xi + \xi_1) \sin m_1 l + (\eta + \eta_1) \cos m_1 l] + e^{m_2 l} [-(\xi - \xi_1) \sin m_1 l + (\eta - \eta_1) \cos m_1 l] = K \cdot \sin\left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l\right) \quad (124)$$

$$e^{-m_2 l} [(\xi + \xi_1) \cos m_1 l + (\eta + \eta_1) \sin m_1 l] + e^{m_2 l} [(\xi - \xi_1) \cos m_1 l - (\eta - \eta_1) \sin m_1 l] = K \cdot \cos\left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l\right) \quad (125)$$

En introduisant les fonctions hyperboliques nous obtenons de (122) :

$$2 \xi \cdot \sin m_1 l \cdot \cosh m_2 l + 2 \xi_1 \cdot \sin m_1 l \cdot \sinh m_2 l + 2 \eta \cdot \cos m_1 l \cdot \cosh m_2 l + 2 \eta_1 \cos m_1 l \cdot \sinh m_2 l = -K \cdot \sin\left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l\right) \quad (126)$$

De (123) nous obtenons d'une manière analogue :

$$2 \xi \cdot \cos m_1 l \cdot \sinh m_2 l + 2 \xi_1 \cdot \cos m_1 l \cdot \cosh m_2 l - 2 \eta \cdot \sin m_1 l \cdot \sinh m_2 l - 2 \eta_1 \sin m_1 l \cdot \cosh m_2 l = K \cdot \cos\left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l\right) \quad (127)$$

puis de (124) nous obtenons :

$$-2 \xi \cdot \sin m_1 l \cdot \cosh m_2 l + 2 \xi_1 \cdot \sin m_1 l \cdot \sinh m_2 l + 2 \eta \cdot \cos m_1 l \cdot \cosh m_2 l - 2 \eta_1 \cos m_1 l \cdot \sinh m_2 l = K \cdot \sin\left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l\right) \quad (128)$$

et finalement de (125) nous obtenons :

$$-2 \xi \cdot \cos m_1 l \cdot \sinh m_2 l + 2 \xi_1 \cdot \cos m_1 l \cdot \cosh m_2 l - 2 \eta \cdot \sin m_1 l \cdot \sinh m_2 l + 2 \eta_1 \sin m_1 l \cdot \cosh m_2 l = K \cdot \cos\left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l\right) \quad (129)$$

Maintenant nous prenons la somme de (126) et (128) divisée par 4, ce qui donne :

$$\xi_1 \cdot \sin m_1 l \cdot \sinh m_2 l + \eta \cdot \cos m_1 l \cdot \cosh m_2 l = 0 \quad (130)$$

Puis nous prenons la somme de (127) et (129) divisée par 4, ce qui donne :

$$\frac{\xi_1 \cdot \cos m_1 l \cdot \cosh m_2 l - \eta \cdot \sin m_1 l \cdot \sinh m_2 l}{2} = \frac{K}{2} \cdot \cos\left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l\right) \quad (131)$$

Maintenant nous prenons la différence entre (126) et (128) aussi divisée par 4, ce qui donne :

$$\xi \cdot \sin m_1 l \cdot \cosh m_2 l + \eta_1 \cdot \cos m_1 l \cdot \sinh m_2 l = -\frac{K}{2} \sin\left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l\right) \quad (132)$$

et puis la différence entre (127) et (129) divisée par 4, ce qui donne finalement :

$$\xi \cdot \cos m_1 l \cdot \sinh m_2 l - \eta_1 \cdot \sin m_1 l \cdot \cosh m_2 l = 0 \quad (133)$$

Nous voyons que les deux équations (130) et (131) contiennent seulement les deux inconnues ξ_1 et η dont nous pouvons trouver les valeurs suivantes :

$$\xi_1 \cdot \begin{vmatrix} \sin m_1 l \cdot \sinh m_2 l & \cos m_1 l \cdot \cosh m_2 l \\ \cos m_1 l \cdot \cosh m_2 l & -\sin m_1 l \cdot \sinh m_2 l \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & \cos m_1 l \cdot \cosh m_2 l \\ \frac{K}{2} \cos \left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l \right) & -\sin m_1 l \cdot \sinh m_2 l \end{vmatrix} \quad (134)$$

ou

$$\xi_1 (\sin^2 m_1 l \cdot \sinh^2 m_2 l + \cos^2 m_1 l \cdot \cosh^2 m_2 l) = \frac{K}{2} \cdot \cos m_1 l \cdot \cosh m_2 l \cdot \cos \left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l \right) \quad (135)$$

et

$$\eta \cdot \begin{vmatrix} \sin m_1 l \cdot \sinh m_2 l & \cos m_1 l \cdot \cosh m_2 l \\ \cos m_1 l \cdot \cosh m_2 l & -\sin m_1 l \cdot \sinh m_2 l \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \sin m_1 l \cdot \sinh m_2 l & 0 \\ \cos m_1 l \cdot \cosh m_2 l & \frac{K}{2} \cos \left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l \right) \end{vmatrix} \quad (136)$$

ou :

$$\begin{aligned} & \eta \cdot (\sin^2 m_1 l \cdot \sinh^2 m_2 l + \cos^2 m_1 l \cdot \cosh^2 m_2 l) \\ &= -\frac{K}{2} \sin m_1 l \cdot \sinh m_2 l \cdot \cos \left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l \right) \quad (137) \end{aligned}$$

De même nous obtenons des deux équations (132) et (133) qui contiennent seulement les deux inconnues ξ et η_1 .

$$\xi \cdot \begin{vmatrix} \sin m_1 l \cdot \cosh m_2 l & \cos m_1 l \cdot \sinh m_2 l \\ \cos m_1 l \cdot \sinh m_2 l & -\sin m_1 l \cdot \cosh m_2 l \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -\frac{K}{2} \sin \left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l \right) & \cos m_1 l \cdot \sinh m_2 l \\ 0 & -\sin m_1 l \cdot \cosh m_2 l \end{vmatrix} \quad (138)$$

ou

$$\xi (\sin^2 m_1 l \cdot \cosh^2 m_2 l + \cos^2 m_1 l \cdot \sinh^2 m_2 l) = -\frac{K}{2} \cdot \sin m_1 l \cdot \cosh m_2 l \cdot \sin \left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l \right) \quad (139)$$

et

$$\eta_1 \cdot \begin{vmatrix} \sin m_1 l \cdot \cosh m_2 l & \cos m_1 l \cdot \sinh m_2 l \\ \cos m_1 l \cdot \sinh m_2 l & -\sin m_1 l \cdot \cosh m_2 l \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \sin m_1 l \cdot \cosh m_2 l & -\frac{K}{2} \sin \left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l \right) \\ \cos m_1 l \cdot \sinh m_2 l & 0 \end{vmatrix} \quad (140)$$

ou

$$\eta_1 (\sin^2 m_1 l \cdot \cosh^2 m_2 l + \cos^2 m_1 l \cdot \sinh^2 m_2 l) = -\frac{K}{2} \cos m_1 l \cdot \sinh m_2 l \cdot \sin \left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l \right) \quad (141)$$

Pour simplifier le calcul nous mettons maintenant :

$$\Delta_1 = \sin^2 m_1 l \cdot \sinh^2 m_2 l + \cos^2 m_1 l \cdot \cosh^2 m_2 l \quad (142)$$

et :

$$\Delta_2 = \sin^2 m_1 l \cdot \cosh^2 m_2 l + \cos^2 m_1 l \cdot \sinh^2 m_2 l \quad (143)$$

ce qui donne :

$$\Delta_1 + \Delta_2 = \sinh^2 m_2 l + \cosh^2 m_2 l \quad (144)$$

et :

$$\Delta_1 - \Delta_2 = \cos^2 m_1 l - \sin^2 m_1 l \quad (145)$$

ou d'après des formules connues :

$$\Delta_1 + \Delta_2 = \cosh 2 m_2 l \quad (146)$$

et :

$$\Delta_1 - \Delta_2 = \cos 2 m_1 l \quad (147)$$

Nous obtenons donc les expressions simplifiées :

$$\Delta_1 = \frac{1}{2} (\cosh 2 m_2 l + \cos 2 m_1 l) \quad (148)$$

et :

$$\Delta_2 = \frac{1}{2} (\cosh 2 m_2 l - \cos 2 m_1 l) \quad (149)$$

desquelles nous tirons :

$$\xi_1 = \frac{1}{\Delta_1} \cdot \frac{K}{2} \cdot \cos m_1 l \cdot \cosh m_2 l \cdot \cos \left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l \right) \quad (150)$$

$$\eta = -\frac{1}{\Delta_1} \cdot \frac{K}{2} \cdot \sin m_1 l \cdot \sinh m_2 l \cdot \cos \left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l \right) \quad (151)$$

$$\xi = -\frac{1}{\Delta_2} \cdot \frac{K}{2} \cdot \sin m_1 l \cdot \cosh m_2 l \cdot \sin \left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l \right) \quad (152)$$

$$\eta_1 = -\frac{1}{\Delta_2} \cdot \frac{K}{2} \cdot \cos m_1 l \cdot \sinh m_2 l \cdot \sin \left(\frac{\omega \sin \beta}{V} l \right) \quad (153)$$

Comme première application nous allons étudier le courant dans le milieu de l'antenne, c'est-à-dire pour $x = 0$, où généralement le courant a un ventre si l'antenne oscille sur sa fondamentale ou sur un harmonique impair.

De l'équation (112) nous obtenons donc pour $x = 0$

$$\begin{aligned} i(x=0) &= A \cdot \sin \omega t + B \cdot \cos \omega t \\ &- A' \sin \omega t + B' \cos \omega t - K \sin \omega t \quad (154) \end{aligned}$$

En considérant les équations (120) nous obtenons donc :

$$i(x=0) = (2\xi_1 - K) \sin \omega t + 2\eta_1 \cdot \cos \omega t \quad (155)$$

Si nous représentons par I l'amplitude de cette oscillation de courant nous pouvons écrire :

$$I = \sqrt{(2\xi_1 - K)^2 + 4\eta_1^2} = \sqrt{4\xi_1^2 + 4\eta_1^2 - 4\xi_1 \cdot K + K^2} \quad (156)$$

Nous calculons premièrement :

$$4\xi_1^2 + 4\eta^2 = \frac{K^2}{\Delta_1^2} \cdot \cos^2 \gamma \cdot (\cos^2 m_1 l \cdot \cosh^2 m_2 l + \sin^2 m_1 l \cdot \sinh^2 m_2 l) \quad (157)$$

où nous avons mis pour simplifier :

$$\frac{\omega \sin \beta}{V} l = \gamma \quad (158)$$

En considérant (142) nous obtenons donc :

$$4\xi_1^2 + 4\eta^2 = \frac{K^2}{\Delta_1^2} \cdot \cos^2 \gamma \quad (159)$$

Puis nous calculons :

$$4\xi_1 \cdot K = \frac{2K^2}{\Delta_1} \cdot \cos m_1 l \cdot \cosh m_2 l \cdot \cos \gamma \quad (160)$$

et nous obtenons finalement l'expression de l'amplitude ainsi :

$$I = \sqrt{\frac{K^2}{\Delta_1^2} \cos^2 \gamma} = \frac{2K^2}{\Delta_1} \cos m_1 l \cdot \cosh m_2 l \cdot \cos \gamma + K^2 = \frac{K}{\sqrt{\Delta_1}} \cdot \sqrt{\cos^2 \gamma + \Delta_1 - 2 \cos m_1 l \cdot \cosh m_2 l \cdot \cosh \gamma} \quad (161)$$

De l'équation (148) nous voyons que nous avons toujours :

$$\Delta_1 > 0 \quad (162)$$

Maintenant nous étudions si l'expression sous la racine peut être égale à zéro pour quelque valeur de $\cos \gamma$. Nous mettons donc :

$$\cos^2 \gamma - 2 \cos m_1 l \cdot \cosh m_2 l \cdot \cos \gamma + \Delta_1 = 0 \quad (163)$$

ce que nous considérons comme une équation de deuxième degré où $\cos \gamma$ est l'inconnue. La solution de cette équation donne :

$$\cos \gamma = \cos m_1 l \cdot \cosh m_2 l \pm \sqrt{\cos^2 m_1 l \cdot \cosh^2 m_2 l - \Delta_1} \quad (164)$$

ou après quelques simplifications :

$$\cos \gamma = \cos m_1 l \cdot \cosh m_2 l \pm j \cdot \sin m_1 l \cdot \sinh m_2 l \quad (165)$$

De cela nous voyons que les valeurs de $\cos \gamma$ peuvent être réelles seulement si la partie imaginaire de (165) est zéro. Et ce cas peut se présenter seulement si :

$$\sin m_1 l = 0 \quad (166)$$

ce qui veut dire que nous avons :

$$\cos m_1 l = \pm 1 \quad (167)$$

Nous mettons ces valeurs dans (165) et nous obtenons :

$$\cos \gamma = \pm \cosh m_2 l \quad (168)$$

Cependant nous avons toujours :

$$\cosh m_2 l > 1 \quad (l > 0) \quad (169)$$

et de cela nous voyons que l'équation (158) représente une impossibilité. En effet la valeur de γ doit être réelle, et donc il est impossible que $\cos \gamma$ soit absolument plus grand que l'unité, ce qui cependant est la conséquence de l'équation (169).

De cela nous voyons que la racine

dans l'équation (161) ne peut jamais devenir zéro pour n'importe quelle valeur de $\cos \gamma$ et par suite pour γ . Pour étudier les cas où éventuellement l'amplitude I devient zéro il faut donc étudier les variations de la quantité K sous différentes circonstances, par exemple la variation de l'angle β .

Dans l'article suivant nous ferons cette recherche.

(A suivre.)



109, rue du 4-Août
LYON-VILLEURBANNE (Rhône).

FILS - CABLES
CORDONS POUR T. S. F.



LES CADRES A ENROULEMENTS MULTIPLES

par R. ALINDRET

■ ■ ■ ■ ■

AVEC les appareils récepteurs modernes où l'on a cherché à augmenter autant que possible la sélection, on a été amené à remplacer le collecteur d'ondes « Antenne-terre » par le collecteur « Cadre-capacité » et, bien entendu, il a été nécessaire de rechercher quel était le mode de fabrication des cadres qui donnerait les meilleurs résultats.

Etant donné que les longueurs d'ondes à recevoir s'étendent sur une gamme assez étendue, il était impossible de couvrir toute cette gamme par la seule variation du condensateur, et il était indispensable de disposer de plusieurs valeurs de self-induction. Deux solutions se présentaient immédiatement à l'esprit :

Ou bien procéder comme pour les bobines d'accord des récepteurs et utiliser plusieurs cadres de différentes valeurs, ce qui était assez gênant étant donné l'encombrement d'un tel organe, ou bien établir un seul et unique cadre ayant la self-induction nécessaire pour pouvoir être accordé sur la plus grande longueur à recevoir et pratiquer des prises sur son bobinage, prises destinées à permettre l'accord sur les longueurs d'ondes inférieures.

Ce procédé, très séduisant en principe de par la simplicité de l'exécution, avait cependant un très grave inconvénient qui provenait de la présence d'un bout mort absorbant de l'énergie et en absorbant d'autant plus que la longueur d'onde à recevoir s'approchait de la longueur d'onde propre du bobinage.

On pouvait, il est vrai, remédier à cet inconvénient en fractionnant la partie inutilisée de l'enroulement en morceaux de même grandeur que la partie employée, mais cette solution n'était pas pratique du fait qu'elle

conduisait à l'établissement de commutateurs très compliqués qui ne résolvait pas entièrement la question puisque les spires inutiles et par suite nuisibles au rendement se trouvaient toujours placées dans le champ du bobinage utilisé.

Il existait, d'autre part, un procédé très pratique et il est curieux que l'on n'ait pas songé à l'utiliser plus tôt, car la théorie en est expliquée dans tous les manuels d'électricité.

Il suffisait simplement de se rappeler les lois qui régissent le couplage de plusieurs bobines de self-induction et de les mettre en application.

Si l'on branche plusieurs bobines en série (en supposant que l'induction mutuelle entre elles soit nulle) leurs valeurs de self-induction s'ajoutent et la self résultante L_r devient :

$$L_r = L_1 + L_2 + L_3 + \dots + L_n$$

L_1, L_2, L_3, L_n , représentant les valeurs des bobines composantes. Si ces bobines composantes sont égales entre elles, nous avons

$$L_r = nL$$

n étant le nombre de bobines et L la valeur de self-induction de l'une d'elles.

Si, au lieu d'un couplage en série, on effectue un couplage en parallèle, on obtient :

$$\frac{1}{L_r} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \dots + \frac{1}{L_n}$$

ce qui, pour des bobines égales entre elles, devient

$$L_r = \frac{L}{n}$$

L et n ayant les mêmes valeurs que précédemment.

Considérons maintenant, ce qui est

le cas, que les différentes bobines sont accouplées individuellement entre elles.

En plus de leur coefficient propre de self-induction, elles possèdent un coefficient d'induction mutuelle dont la valeur varie suivant le degré de couplage et qui vient ou augmenter ou diminuer la self résultante suivant que ce coefficient est positif, c'est-à-dire lorsque les bobines sont en addition de flux, ou négatif lorsqu'elles sont en opposition.

Le coefficient d'induction mutuelle étant lui-même fonction du coefficient d'accouplement entre les bobines, il s'ensuit que la valeur de la self résultante dépendra de l'écartement des bobines entre elles.

Quoi qu'il en soit, pour un écartement donné des bobines, un nombre de spires déterminé de chacune d'elles, on obtiendra par leur couplage en série ou en parallèle des valeurs différentes de self-induction résultantes et cela avec l'énorme avantage que *toutes les spires sont employées utilement* quelle que soit la gamme de longueur d'onde reçue.

C'est pourquoi *L'Antenne*, toujours à l'affût du progrès, a été la première à réaliser un cadre basé sur ces principes, et à publier cette réalisation dans son numéro 206 du 6 mars 1927 sous la signature de J. Paoli.

Ce cadre comportait 4 enroulements égaux en forme de spirale plate et un combinateur permettant de placer ces enroulements en série pour les grandes ondes, en série parallèle pour les ondes moyennes et en parallèle pour les petites ondes.

Tel quel, ce cadre constituait un grand progrès et il a d'ailleurs servi de modèle à de nombreux constructeurs qui l'ont réalisé individuellement après avoir toutefois perfectionné mécaniquement

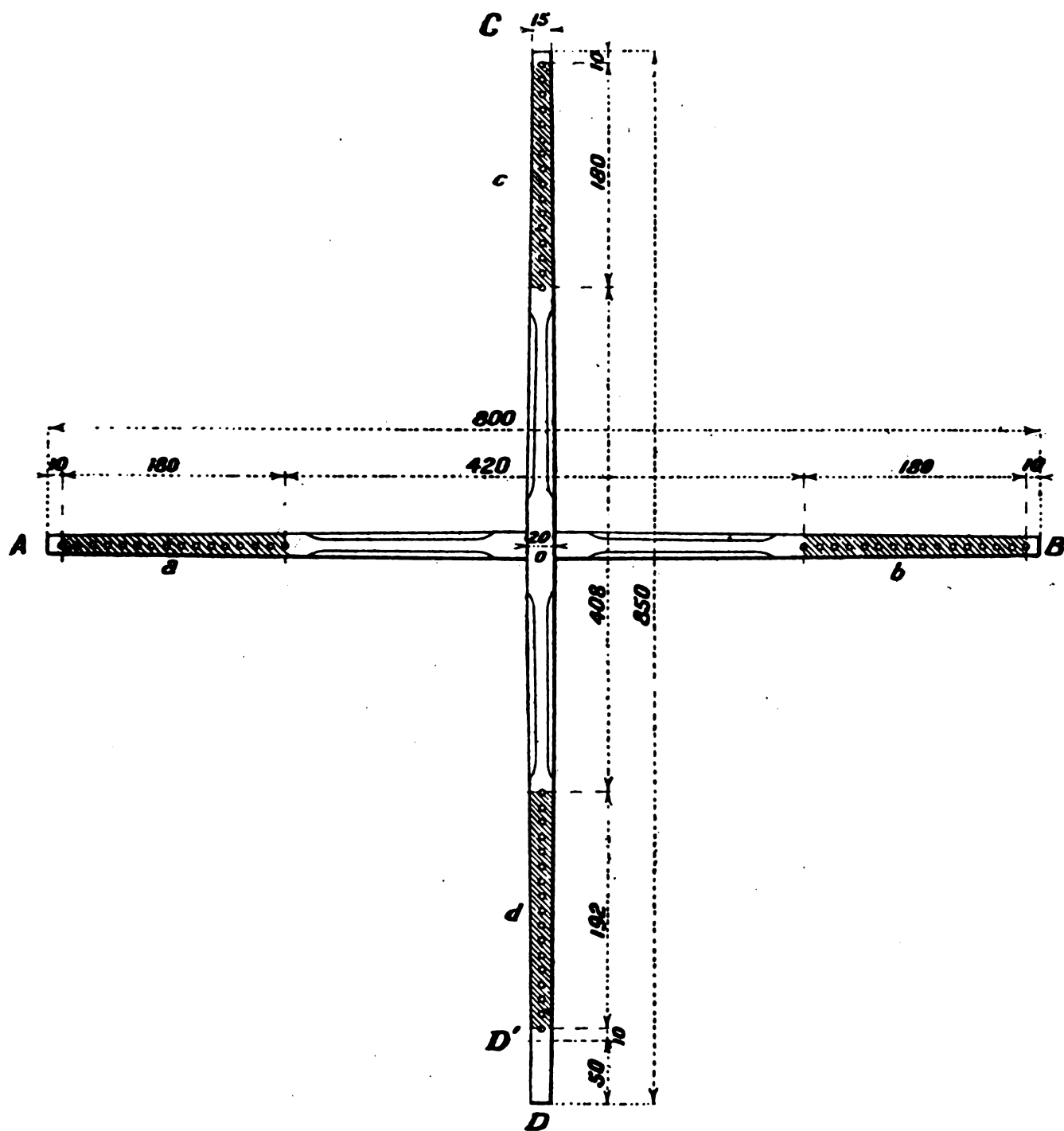


Fig. 1.

le combinateur dont les contacts laissaient à désirer.

Ce cadre ne permettait d'obtenir que trois valeurs de self-induction, ce qui était quelquefois insuffisant pour couvrir sans trous toute la gamme des longueurs d'ondes à recevoir.

Un perfectionnement, publié sous la signature de notre collègue et ami Paul Berché, lui a été apporté, perfectionnement qui consistait à remplacer le combinateur par un jeu de trois inverseurs bipolaires qui permettaient d'obtenir des valeurs intermédiaires de self-induction.

Nous allons indiquer ci-dessous pour les lecteurs de *Q. S. T.* la façon de construire le cadre décrit par Paul Berché, mais en lui apportant toutefois une modification dans l'établissement des commutateurs, modification qui simplifie leur montage et leur manœuvre.

Toutes les cotes que nous indiquons pour l'établissement de la carcasse et des bobinages du cadre sont les mêmes que celles qui avaient été préconisées précédemment (1).

(1) Voir "Pratique et théorie de la T.S.F." par Paul Berché. (Henry Etienne, Editeur.)

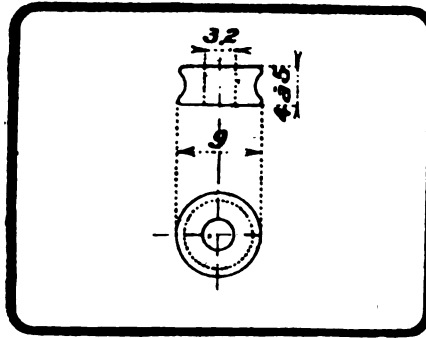


Fig. 2

Pour réaliser le cadre, on construira en premier lieu, où on se procurera un support en bois, dont nous indiquons les dimensions à la figure 1. Ce support pourra être en bois dur quelconque (chêne, noyer, acajou, hêtre, etc.) à condition que ce bois soit bien sec de façon à ne pas travailler.

Au centre du croisillon, la section des montants est un carré de 20 millimètres de côté. Aux extrémités,

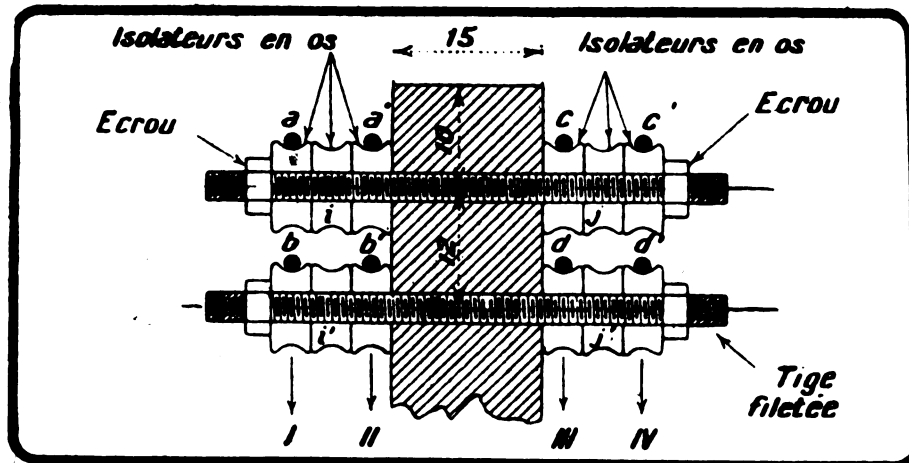


Fig. 3

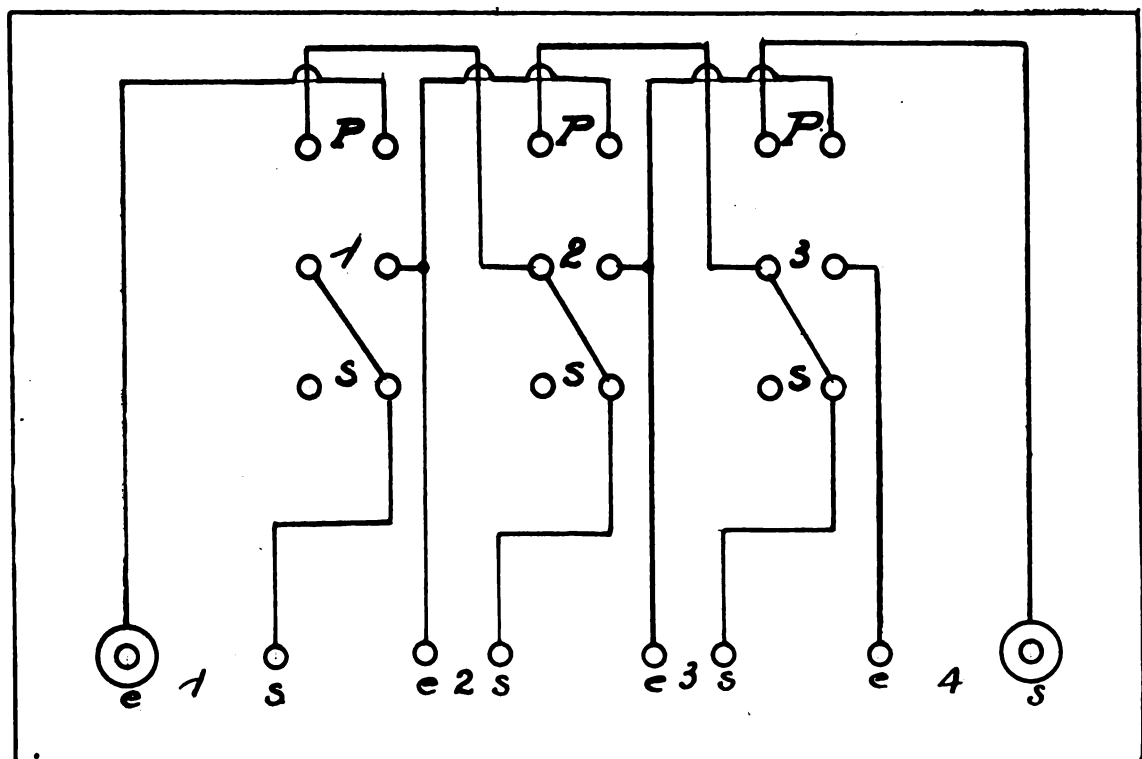


Fig. 4

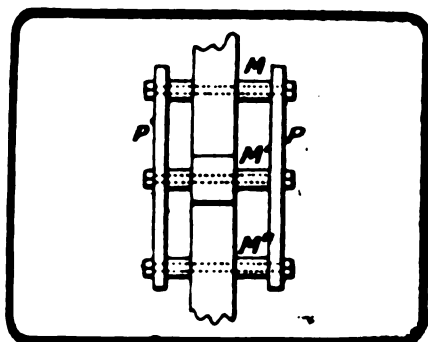


Fig. 5

cette section est réduite à un carré de 15 millimètres de côté.

Dans les parties hachurées *a*, *b* et *c*, représentées sur la figure 1, on perce 16 trous de $3 \frac{3}{8}$ 5, écartés de centre en centre de $12 \frac{3}{8}$, le premier trou étant placé à $10 \frac{3}{8}$ de l'extrémité des bras A, B et C du croisillon.

La partie hachurée *d* du bras D comporte 17 trous identiques écartés eux aussi de $12 \frac{3}{8}$, le premier étant placé à 60 millimètres de l'extrémité de D.

On se procurera aussi chez un quin-

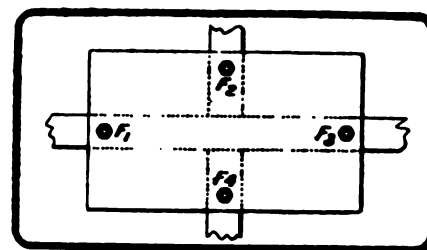


Fig. 6

caillier, 65 morceaux de tige filetée de cuivre de $3 \frac{3}{8}$ ainsi que 130 écrous

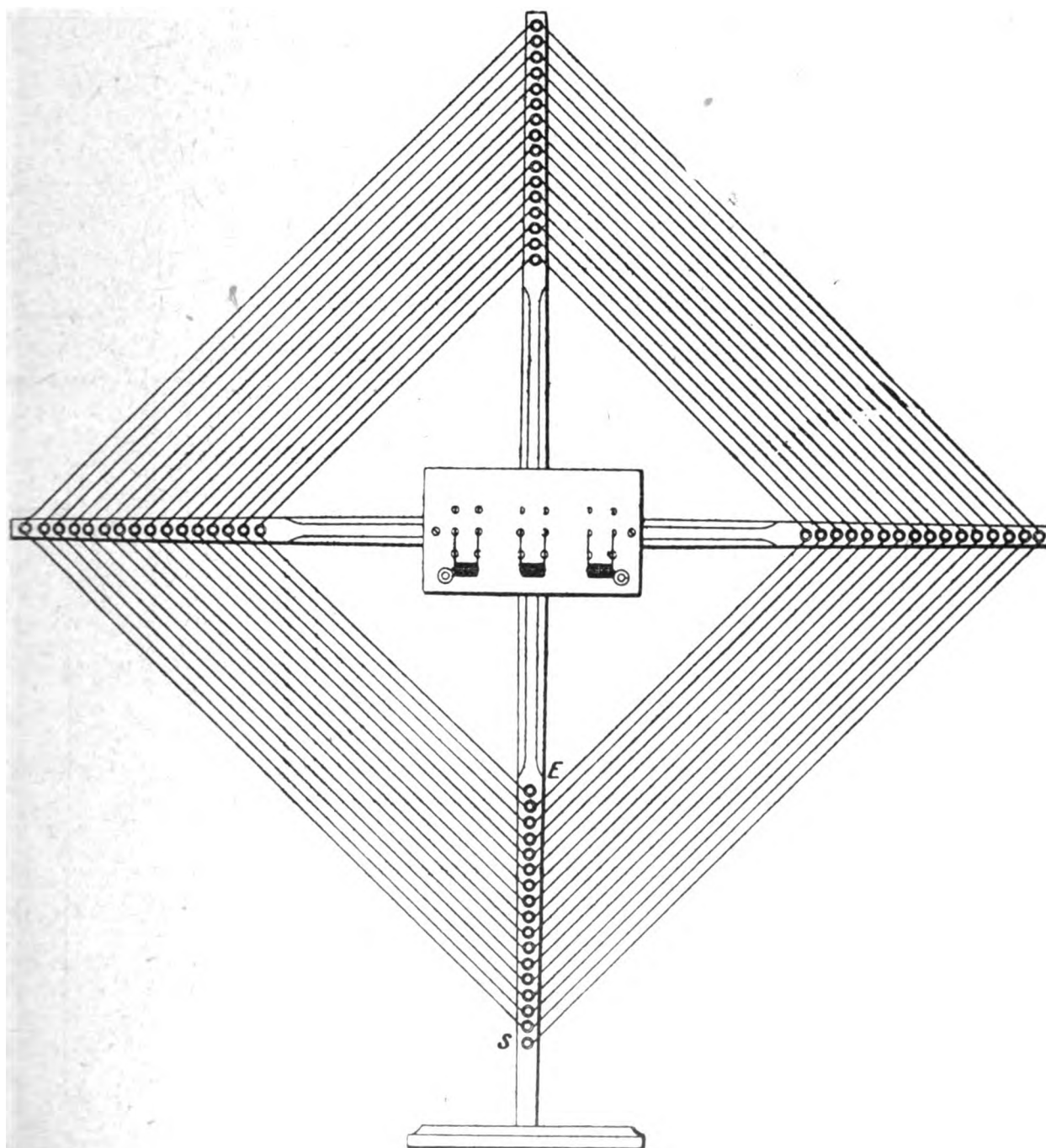


Fig. 7

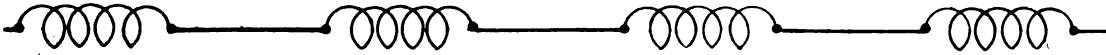
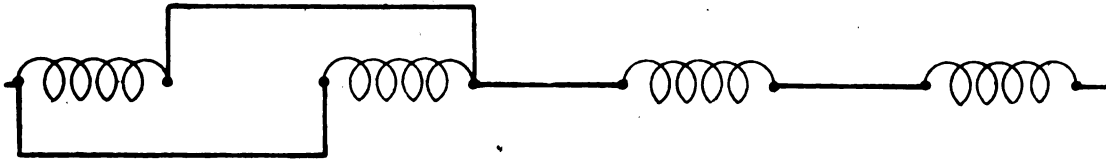
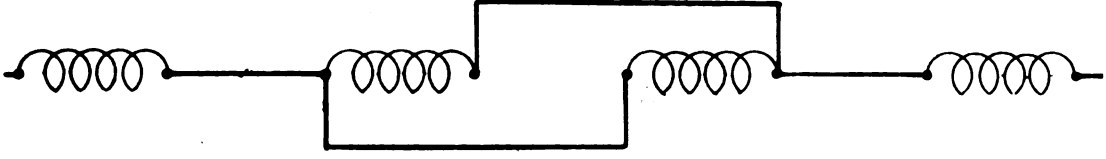
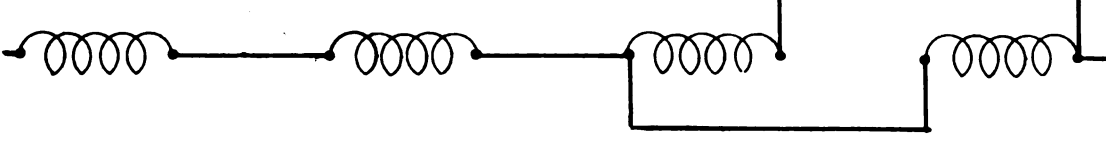
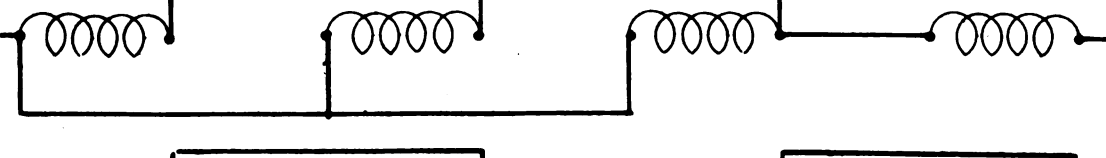
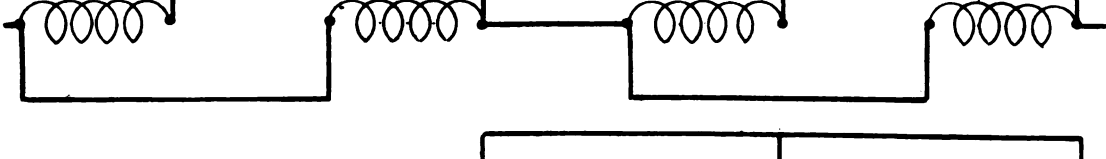
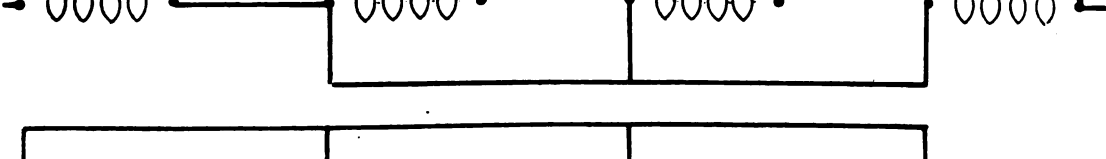
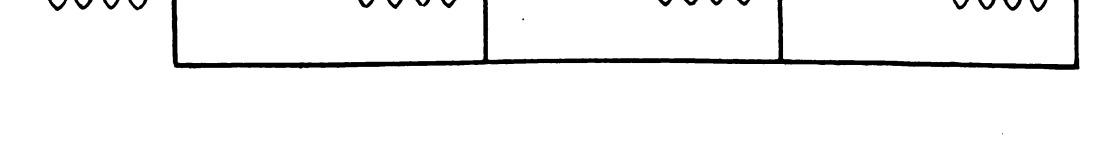
<i>Combinaisons</i>				<i>Inverseur</i>		
				<i>1</i> <i>Sur</i>	<i>2</i> <i>Sur</i>	<i>3</i> <i>Sur</i>
				<i>S</i>	<i>S</i>	<i>S</i>
				<i>P</i>	<i>S</i>	<i>S</i>
				<i>S</i>	<i>P</i>	<i>S</i>
				<i>S</i>	<i>S</i>	<i>P</i>
				<i>P</i>	<i>P</i>	<i>S</i>
				<i>P</i>	<i>S</i>	<i>P</i>
				<i>S</i>	<i>P</i>	<i>P</i>
				<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>

Fig. 8

correspondants et 390 petits isolateurs en os dont nous indiquons les dimensions sur la figure 2.

Dans chaque trou du croisillon on placera un morceau de tige et, sur cette tige, on enfilera de chaque côté du montant en bois 3 isolateurs que l'on bloquera par des écrous ainsi qu'il est indiqué par la figure 3.

Il nous faut maintenant procéder au bobinage du cadre et, dans ce but, nous nous procurerons 120 à 130 mètres de fil que nous couperons en quatre morceaux, qui ne doivent pas avoir moins de 30 mètres.

Ce fil pourra être choisi d'un type quelconque, mais nous tenons toutefois à signaler *qu'il ne doit pas surtout être étamé*, l'étain étant un assez mauvais conducteur, et les courants de haute fréquence ne parcourant que la surface des conducteurs, un fil étamé revient exactement à avoir un fil d'étain massif dont la résistance crée des pertes inutiles.

L'isolement (guipage) du fil devra être aussi réduit que possible et le mieux est d'utiliser du *fil nu* en cuivre tressé que l'on peut tendre facilement, l'isolement étant assuré parfaitement par l'air qui sépare les spires l'une de l'autre et par les isolateurs en os.

On pourrait à la rigueur utiliser ce que l'on appelle du « fil sortie » qui est constitué par plusieurs brins torsadés et recouverts d'une tresse de soie à l'exclusion de tout isolement supplémentaire en caoutchouc, gutta-percha ou autres matières.

Le bobinage s'effectue comme suit en prenant soin de bien tendre le fil.

L'extrémité de l'un des morceaux de fil est attachée par un nœud sur

l'isolateur le plus près du centre et le plus près du bois de l'une des faces de la branche D du croisillon, puis on enroule ce fil en passant par les branches A-C-B-D, A-C-B-D, etc., en le faisant reposer à chaque branche sur l'isolateur correspondant.

On arrive ainsi jusqu'au dernier isolateur de la branche D sur lequel on attache solidement le fil.

On effectue la même opération pour la rangée correspondante d'isolateurs de l'autre face du cadre et l'on a ainsi effectué les bobinages II et III de la figure 3, le fil reposant sur les isolateurs *a' b'*, etc., pour l'enroulement II et sur *c, d*, etc., pour l'enroulement III. On procède encore de même pour les enroulements I et IV qui reposent en *a, b*, etc., et en *c' d'* etc., les isolateurs *i, i', j, j'*, etc., ne servant que comme entretoises pour écarter les enroulements l'un de l'autre.

Nous avons maintenant un bobinage composé de quatre enroulements ayant chacun une entrée et une sortie, soit 8 extrémités que nous appellerons ainsi :

extrémité <i>a</i> (fig. 3)	entrée 1
autre extrémité du même fil	sortie 1
extrémité <i>a'</i>	entrée 2
extrémité correspondante ..	sortie 2
extrémité <i>c</i>	entrée 3
extrémité correspondante ..	sortie 3
extrémité <i>c'</i>	entrée 4
extrémité correspondante ..	sortie 4

Il nous reste à brancher ces extrémités de fils sur les inverseurs, et dans ce but, nous assemblerons ces derniers sur une planche d'ébonite de $150 \times 100 \times 6$ mm et nous effectuerons les connexions indiquées par la figure 4.

Afin de cacher ces connexions, nous découperons une autre planche d'ébonite de mêmes dimensions que la première, et nous fixerons ces planches au centre du cadre, comme il est indiqué par les figures 5 et 6 à l'aide de tige filetée ou de vis à bois, les plaques étant écartées des montants à l'aide d'entretoises cylindriques en laiton ou en ébonite.

Les extrémités du bobinage seront reliées aux bornes correspondantes de la planchette d'inverseurs après les avoir isolées avec du soupliso et le cadre proprement dit est terminé.

Il ne reste plus qu'à le fixer sur un pied par l'extrémité de la branche D qui est plus longue que les autres et l'on obtient alors un ensemble représenté par la figure 7.

Suivant les positions des différents inverseurs, on peut obtenir les combinaisons de couplage représentées par la figure 8.

Quelques-unes sont semblables et, en dernière analyse, il nous reste les combinaisons suivantes que nous indiquons dans l'ordre décroissant des valeurs de self-induction du cadre :

SSS — PSS — PPS — PPP

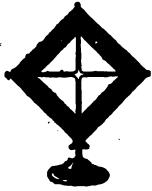
On pourra avoir avantage dans certains cas à utiliser la combinaison SPS au lieu de PSS et la combinaison PSP au lieu de PPS, ces combinaisons étant sensiblement semblables deux à deux.

En tout cas, on remarquera que chaque fois que l'on fait passer un inverseur de S sur P, on diminue la longueur d'onde et qu'au contraire on augmente cette longueur d'onde en passant les inverseurs de P sur S.

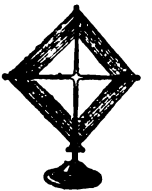


ÉTUDE D'UN SYSTÈME OSCILLANT

(Suite)



par le Docteur Titus KONTESCHWELLER



SUPERRÉACTION



NOUS savons que l'équation différentielle :

$$x'' + A(t)x = 0 \quad (1)$$

ou avec :

$$A(t + 2\pi) = A(t) \quad (2)$$

a un nombre infini de solutions de la forme

$$F(t) = \alpha f(t) + \beta \varphi(t) \quad (3)$$

où $f(t)$ et $\varphi(t)$ sont deux solutions linéairement indépendantes et α et β deux constantes d'intégration absolument arbitraires.

On peut donc choisir les deux constantes de telle sorte qu'on ait :

$$F_1(0) = \alpha_1 f(0) + \beta_1 \varphi(0) = 1 \quad (4)$$

$$F_1'(0) = \alpha_1 f'(0) + \beta_1 \varphi'(0) = 0 \quad (5)$$

Comme $f(t)$ et $\varphi(t)$ pas plus que $f'(t)$ et $\varphi'(t)$ ne peuvent être nuls en même temps, les équations (3) et (4) donnent des valeurs bien définies pour les constantes α_1 et β_1 .

On peut également trouver une autre solution de (1) de la forme

$$F_2(t) = \alpha_2 f(t) + \beta_2 \varphi(t) \quad (6)$$

satisfaisant aux conditions

$$F_2(0) = 0 \quad (7)$$

$$F_2'(0) = 1 \quad (8)$$

On peut ici aussi montrer que les valeurs des constantes sont bien déterminées.

Nous avons donc trouvé deux solutions particulières de (1) savoir $F_1(t)$ et $F_2(t)$ qui satisfont aux conditions

$$\begin{aligned} F_1(0) &= 1 \\ F_1'(0) &= 0 \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} F_2(0) &= 0 \\ F_2'(0) &= 1 \end{aligned} \quad (10)$$

A cause de la périodicité 2π de $A(t)$ nous voyons que $F_1(t + 2\pi)$ et $F_2(t + 2\pi)$ sont aussi des solutions de (1), nous pouvons donc écrire

$$F_1(t + 2\pi) = a F_1(t) + b F_2(t) \quad (11)$$

$$F_2(t + 2\pi) = c F_1(t) + d F_2(t) \quad (12)$$

$$F_1'(t + 2\pi) = a F_1'(t) + b F_2'(t) \quad (13)$$

$$F_2'(t + 2\pi) = c F_1'(t) + d F_2'(t) \quad (14)$$

En égalant t à zéro dans ces relations nous obtenons les valeurs des constantes

$$\begin{aligned} a &= F_1(2\pi) & c &= F_2(2\pi) \\ b &= F_1'(2\pi) & d &= F_2'(2\pi) \end{aligned} \quad (15)$$

Nous cherchons maintenant une solution $\Phi(t)$ de (1) qui réponde à la condition

$$\Phi(t + 2\pi) = \lambda \Phi(t) \quad (16)$$

comme Φ est une solution de (1) nous pouvons écrire

$$\Phi(t) = \gamma_1 F_1(t) + \gamma_2 F_2(t) \quad (17)$$

ce qui donne

$$\Phi(t + 2\pi) = \lambda \Phi(t) = \gamma_1 F_1(t + 2\pi) + \gamma_2 F_2(t + 2\pi) \quad (18)$$

d'après les équations (11) et (12) nous obtenons

$$\lambda \gamma_1 F_1 + \lambda \gamma_2 F_2 = \gamma_1 (a F_1 + b F_2) + \gamma_2 (c F_1 + d F_2) \quad (19)$$

ou

$$\begin{aligned} \gamma_1 (a - \lambda) + \gamma_2 c &= 0 \\ \gamma_1 b + \gamma_2 (d - \lambda) &= 0 \end{aligned} \quad (20)$$

ces deux relations ne sont pas possibles que si :

$$\begin{vmatrix} (a - \lambda) & c \\ b & (d - \lambda) \end{vmatrix} = 0 \quad (21)$$

(déterminant de Wronski)

de (21) nous tirons

$$\lambda^2 - \lambda(a + d) + ad - bc = 0 \quad (22)$$

nous allons montrer que $ad - bc = 1$ de la façon suivante : l'équation (1) nous donne

$$F_1'' + A(t)F_1 = 0 \quad (23)$$

$$F_2'' + A(t)F_2 = 0 \quad (24)$$

Par conséquent :

$$\frac{F_1''}{F_1} = \frac{F_2''}{F_2} \quad (25)$$

ou

$$F_1'' F_2 - F_2'' F_1 = 0 \quad (26)$$

cela peut s'écrire

$$\begin{aligned} F_1'' F_2 + F_1' F_2' \\ - (F_2'' F_1 + F_2' F_1') = 0 \end{aligned} \quad (27)$$

ou

$$\frac{d}{dt} (F_1' F_2 - F_2' F_1) = 0 \quad (28)$$

en intégrant

$$F_1' F_2 - F_2' F_1 = \text{const.} \quad (29)$$

en faisant $t = 0$ nous obtenons

$$\begin{aligned} F_1'(0) \cdot F_2(0) \\ - F_2'(0) \cdot F_1(0) = -1 \end{aligned} \quad (30)$$

d'un autre côté égalons t à 2π ; nous obtenons

$$\begin{aligned} F_1'(2\pi) \cdot F_2(2\pi) \\ - F_2'(2\pi) \cdot F_1(2\pi) = bc - ad \end{aligned} \quad (31)$$

par conséquent

$$ad - bc = 1 \quad (32)$$

Ce que nous voulions démontrer.

L'équation (32) s'écrit donc

$$\lambda^2 - \lambda(a+d) + 1 = 0 \quad (33)$$

Nous voyons que les deux racines λ_1 et λ_2 sont l'inverse l'une de l'autre.

Si nous posons $a + d = 2k$, l'équation (33) devient

$$\lambda^2 - 2k\lambda + 1 = 0 \quad (34)$$

Ses racines sont

$$\lambda = k \pm \sqrt{k^2 - 1} \quad (35)$$

ici nous pouvons distinguer trois cas différents que nous étudions séparément

$$\text{I)} \quad k^2 < 1 \quad (36)$$

$$\text{II)} \quad k^2 > 1 \quad (37)$$

$$\text{III)} \quad k^2 = 1 \quad (38)$$

Cas I

$$(k^2 < 1)$$

Nous pouvons poser

$$k = \cos(2\pi\mu) \quad (39)$$

avec

$$0 < \mu < 1/2 \quad (40)$$

Par conséquent

$$\sqrt{k^2 - 1} = i\sqrt{1 - k^2} = i \sin(2\pi\mu) \quad (41)$$

ce qui donne

$$\lambda = \cos(2\pi\mu) \pm i \sin(2\pi\mu) \quad (42)$$

ou :

$$\lambda_1 = e^{i2\pi\mu} \quad (43)$$

$$\lambda_2 = e^{-i2\pi\mu} \quad (44)$$

Les 2 racines de (34) sont donc conjuguées complexes et ont pour valeur absolue 1. Les deux solutions de 1 qui sont linéairement indépendantes et qui satisfont aux équations (16) remplissent donc les conditions

$$\Phi_1(t + 2\pi) = e^{i2\pi\mu} \cdot \Phi_1(t) \quad (45)$$

$$\Phi_2(t + 2\pi) = e^{-i2\pi\mu} \cdot \Phi_2(t) \quad (46)$$

Nous formons maintenant la fonction

$$\Phi_1(t) \cdot e^{-i\mu t} = P_1(t) \quad (47)$$

par conséquent

$$P_1(t + 2\pi) = e^{i2\pi\mu} \Phi_1(t) \cdot e^{-i\mu(t+2\pi)} = e^{i2\pi\mu} \cdot e^{-i2\pi\mu} \Phi_1(t) = \Phi_1(t) \cdot e^{-i\mu t} = P_1(t) \quad (48)$$

cela montre que $P_1(t)$ est périodique et a la période 2π . La solution $\Phi_1(t)$ peut donc être mise sous la forme

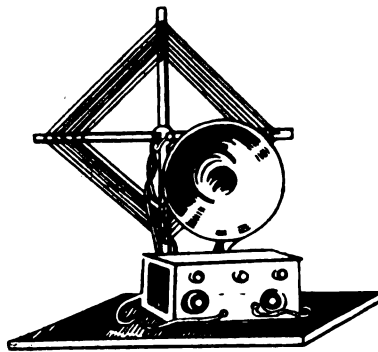
$$\Phi_1(t) = e^{i\mu t} \cdot P_1(t) \quad (49)$$

où $P_1(t)$ est une fonction périodique avec la période 2π . D'une façon tout à fait analogue, on peut montrer que la fonction $\Phi_2(t)$ prend la forme

$$\Phi_2(t) = e^{-i\mu t} P_2(t) \quad (50)$$

où $P_2(t)$ est aussi une fonction périodique de la période 2π . Plus tard nous montrerons que les deux fonctions P_1 et P_2 sont toujours finies. Les deux solutions Φ_1 et Φ_2 sont donc elles aussi toujours finies ; par conséquent nous avons affaire à un cas de stabilité.

(A suivre.)



L'ENREGISTREMENT ÉLECTRIQUE DES DISQUES

par R. LEROY, Ingénieur E. C. P.

LA FABRICATION DES DISQUES



PRINCIPES DE LA FABRICATION

LA vogue que connaît, en ce moment, le disque de phonographe, nous engage à traiter pour les lecteurs de Q. S. T. le sujet de l'enregistrement et de la fabrication des disques. Peu d'industries sont aussi ignorées que celle-là. Les grandes maisons gardent jalousement leurs secrets et, si peu de personnes peuvent entrer dans un studio, il en est moins encore ayant l'occasion d'admirer les machines à enregistrer avec leur attirail de graveurs, d'amplificateurs, de microphones spéciaux. Ces chefs-d'œuvre de la technique moderne méritent pourtant qu'on s'y arrête; fruits d'un long et patient effort ils utilisent des méthodes et des moyens qui ne peuvent laisser indifférents les constructeurs de « pick-up » et d'amplis et dont bien des postes d'émission, sans doute, gagneraient à s'inspirer.

Le disque; son aspect

Regardons un peu un disque. Cette substance noire dont il est formé n'est pas, comme on le dit souvent, de l'ébonite; c'est une matière qui ne diffère guère de celles que l'on utilise pour les isolants moulés: un mélange de gomme laque et de noir de fumée auxquels s'ajoutent diverses substances comme de la bourre de coton. La surface du disque se creuse d'une longue spirale à pas constant, c'est là « l'onde porteuse » de la modulation gravée.

Sur un disque à aiguille on voit avec une loupe à fort grossissement un sillon de forme triangulaire très légè-

rement arrondi au fond. La largeur est de $\frac{12}{100}$ mm environ et la profondeur légèrement plus grande; le pas de spire à spire est de $\frac{0,25}{100}$ mm. La modulation se traduit à la surface du disque par des inflexions de la gravure. On distingue aisément les sinuosités tantôt larges des graves tantôt resserrées des aiguës qui dessinent sur le disque un véritable oscillogramme des sons enregistrés.

L'aspect de la gravure n'est pas le même sur un disque à saphir. Le profil est arrondi, le pas plus large $\frac{33}{100}$ mm.

La modulation dessine dans le plan du disque une série de grains reliés par de petits canaux. C'est que l'oscillogramme n'a pas été tracé ici en surface mais, au contraire, perpendiculairement au plan du disque, en profondeur. Ceci nous explique, sans qu'il soit nécessaire d'y insister davantage, l'impossibilité absolue de reproduire un disque à aiguille avec un saphir ou réciproquement.

Fabrication

Comment ce disque a-t-il été fabriqué? Comment obtient-on sans altération des millions d'exemplaires de cet objet délicat et précis entre tous?

J'ai eu souvent la surprise de m'apercevoir de l'erreur où sont beaucoup de personnes s'imaginant que, pour faire un disque, on le place brut sur une machine à graver et qu'on y taille, par un procédé quelconque de duplicatage, la spire ondulée. Il n'en est rien. Il suffit de réfléchir un instant pour s'apercevoir que pour fabriquer, par de tels procédés, le petit

million de disques que consomme le monde par jour, le nombre de machines utilisées s'élèverait à un chiffre astronomique incompatible avec un prix de revient industriel. Le disque est le résultat d'une suite complexe d'opérations que nous allons rapidement décrire.

D'abord, on prépare la *cire* sur laquelle sera gravé l'enregistrement. C'est un disque de 310 mm de diamètre et 30 d'épaisseur qui, comme son nom l'indique, est en cire. Cette cire est de composition variable selon les maisons (chacune a la sienne qu'elle croit meilleure que celle de la concurrente); les teintes s'échelonnent du jaune paille au brun foncé. La cire avant l'enregistrement doit être rigoureusement dressée et polie. Pour cela on la monte sur un tour à axe horizontal nommé *raboteuse* et la dresse par plusieurs passes d'un outil spécial en forme de cuillère. Un rabot de saphir permet de parfaire la surface, enfin on effectue un dernier lissage à l'aide d'un polissoir ou d'une lame de rasoir maintenue perpendiculairement. Cette préparation est l'objet des plus grands soins; de la qualité de la cire dépend en grande partie le bruit d'aiguille que l'on retrouvera sur le disque définitif.

La cire façonnée est portée à l'étuve, grande armoire où une circulation d'air chaud assure une température uniforme de l'ordre de 50 degrés. Là elle prend l'état qui permet à l'outil du graveur la meilleure coupe.

La gravure se fait sur la *machine à enregistrer*. Nous examinerons ultérieurement cette machine plus en détail; sachons seulement pour l'instant qu'elle se compose d'un plateau

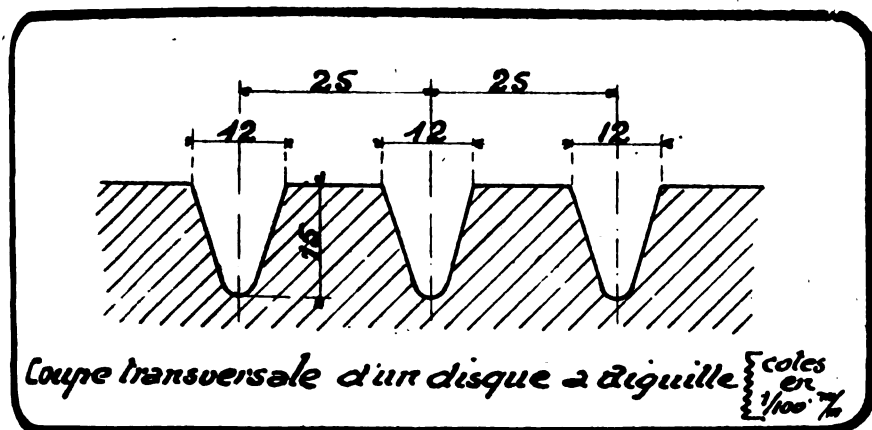


Fig. 1.

tourant à 80 tours à la minute sur lequel se déplace le graveur. Celui-ci, maintenu au-dessus de la cire, y taille au moyen d'un outil spécial son fin sillon, enlevant un interminable copeau semblable à un long cheveu blond. L'enregistrement terminé, la cire est portée dans une boîte garnie de coton qui servira à la transporter à l'abri de tout heurt à l'atelier de galvanoplastie.

Elle va subir là une première opération dite *plombage*. La boîte n'est ouverte que dans une salle très propre d'où toute poussière a été méticuleusement bannie ; une ouvrière saisit la cire et la porte sur le plateau à plombager, puis, munie d'un microscope, en examine la surface afin de juger de la perfection de la coupe et de la régularité de la gravure. Avec un pinceau très fin, elle nettoie la surface et applique ensuite l'enduit de plombage. Ceci demande quelque habileté, et la régularité indispensable n'est obtenue qu'en observant des rites immuables. Il faut faire lentement tourner le plateau supportant la cire tandis que d'un mouvement régulier on passe le tampon à plombage.

Maintenant la surface enregistrée est devenue conductrice. Afin de permettre l'arrivée du courant nécessaire à l'opération galvanique, on enroule autour du bord externe un ruban de cuivre lui-même connecté à un crochet de même métal destiné à la fois à supporter la cire dans le bain et à la relier aux conducteurs. Notre cire est prête à subir l'opération finale.

Dans l'atelier de galvanoplastie où nous pénétrons maintenant, nous voyons des alignements de grandes cuves dans lesquelles courent en lignes brillantes les barres d'arrivée du courant. Elles contiennent un liquide bleu,

solution acide de sulfate de cuivre. Notre cire est plongée dans le bain auprès de nombreuses autres, supportée par son crochet prenant appui sur une barre négative. En face une anode de cuivre électrolytique va se dissoudre en lui cédant sa substance. Le métal se dépose en couches minces, mais que de précautions pour que le dépôt soit absolument régulier. Tout doit être observé : composition du liquide, densité du courant, température ; la conduite des bains n'est confiée qu'à des hommes rompus à une longue pratique.

Après trois ou quatre jours, le dépôt galvanique a atteint une épaisseur suffisante. La cire est sortie du bain, on en détache le galvano nommé *père* qui vient d'être ainsi formé. Le père porte en relief la gravure. Il va servir à une nouvelle opération de galvanoplastie tandis que la cire redescendue au bain permet de préparer une *pelure*. Sur le père on tire par galvanoplastie une épreuve nommée *matrice* ; c'est une forme en creux, image fidèle de la cire. Le père est soigneusement mis de côté, emmagasiné dans des caves à l'abri de l'incendie. Il servira à tirer,

en cas de besoin, de nouvelles matrices.

La matrice est après nickelage et polissage envoyée à la retouche. On l'écoute au moyen d'aiguilles spéciales et observe à quels endroits se rencontrent des *pains*, c'est-à-dire de petites bosses du fond du sillon causées, par exemple, par des grains de poussière. Ces bosses donnent des *tops* à l'audition. Les pains localisés sont recherchés au microscope puis enlevés au moyen d'un petit burin épousant la forme du sillon.

La matrice ainsi corrigée retourne au bain pour tirage d'une troisième épreuve : le *galvano de pressage*. Ce galvano pièce mâle subit nickelage et polissage. On le centre sur un tour spécial, puis on le monte par sertissage ou soudure sur un flanc d'acier. C'est seulement maintenant que nous allons être à même de fabriquer un disque.

Pourtant bien avant la fin de ces opérations nous avons pu essayer l'effet de notre enregistrement. Nous avons vu qu'après la fabrication du père la cire avait été redescendue au bain et que l'on en avait tiré une pelure. Cette pelure montée comme un galvano de pressage nous a permis de faire un disque que nous avons écouté. C'est donc en connaissance de cause que nous tirons les disques définitifs. Pour cela on monte les *flancs* munis des galvanos entre les plateaux de presses hydrauliques de 60 tonnes. Une quantité dosée de matière, préparée sur une table chauffante, est disposée entre les flancs, la pression est donnée à la presse qui d'un seul coup écrase la matrice, et la lamine entre les galvanos dont elle épouse exactement les formes. Quand les plateaux se relèvent nous trouvons entre eux un disque terminé et la presse est prête à en fabriquer un second puis un troisième... jusqu'à usure des galvanos.

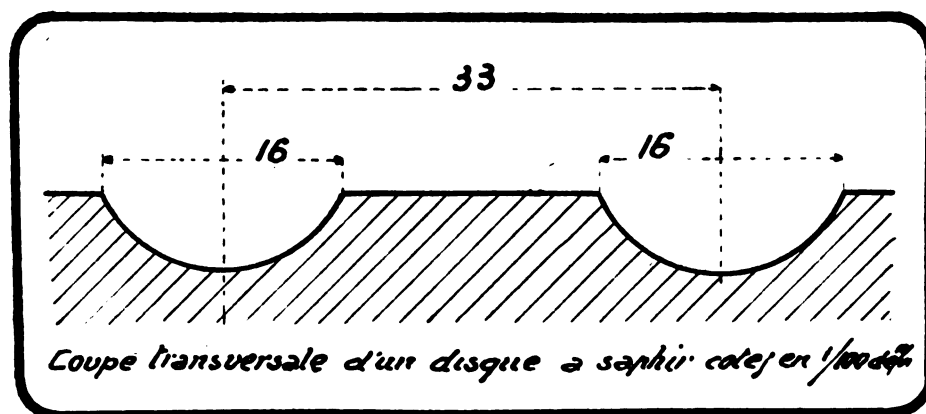


Fig. 2.

Les galvanos de pressage ne durent en effet pas indéfiniment mais la matrice permet d'en fabriquer de nouveaux et toute matrice usée peut être remplacée par une autre tirée sur le père. Le nombre des disques fabriqués à partir d'un seul enregistrement est ainsi pratiquement illimité.

Le rapide examen que nous venons de faire des procédés ou plus exactement d'un des procédés de fabrication des disques a pu, je l'espère, donner une idée de la complexité et de la délicatesse des moyens utilisés. D'innombrables difficultés pratiques se rencontrent à chaque instant dans cette minutieuse industrie. Nous allons maintenant, avant d'aborder les problèmes de l'enregistrement, étudier la théorie du disque et regarder à quelles conditions nous asservit sa forme.

CONDITIONS THÉORIQUES AUXQUELLES LA GRAVURE DOIT SATISFAIRE

La gravure du disque est un oscillogramme des sons enregistrés ; il convient d'examiner à quelles conditions doit satisfaire cet oscillogramme pour pouvoir d'abord être gravé puis reproduit.

Disque à aiguille

Les mathématiciens, qui ont coutume de représenter les phénomènes par des courbes, n'ont pas à s'embarrasser là des dimensions de leur tableau. Si la courbe échappe aux limites de l'épore, sort d'un côté par $+\infty$ pour revenir par $-\infty$, peu leur importe, que dis-je, ils sont ravis. Notre tracé oscillographique ne peut se permettre ces licences, il est condamné à se tenir sagement dans la bande étroite

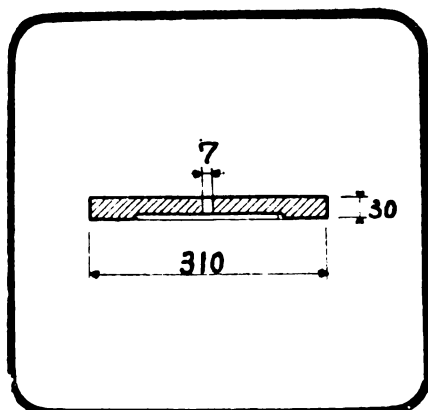


Fig. 3.

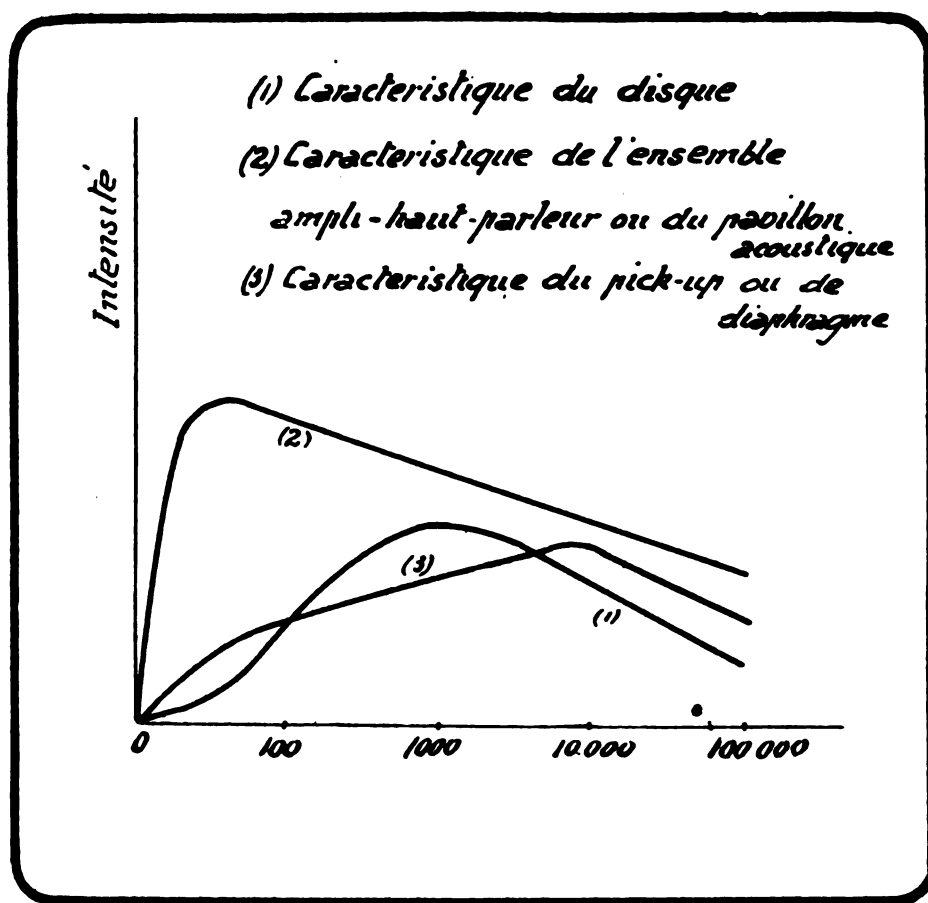


Fig. 4.

que limitent les deux spires voisines, $\frac{1}{10} \text{ mm}$ de chaque côté, c'est tout ce qui lui est permis. Grave suggestion.

Réfléchissons, en effet, un instant. Supposons que nous enregistrons au moyen d'un graveur théoriquement parfait un son d'intensité constante et de fréquence de plus en plus basse. Examinons l'aspect de la gravure. Appelons a l'amplitude de l'ondulation de part et d'autre de la position moyenne du sillon et ω la pulsation de la note enregistrée, la condition de puissance constante se traduit par la loi $a\omega^2 = C^{\text{te}}$. a croît donc très vite lorsque ω décroît et nous concevons que, pour une valeur de ω suffisamment basse, a prendra une valeur telle que les sillons successifs empiéteront les uns sur les autres, se recouperont de façon à rendre toute reproduction impossible. On ne peut s'asservir à prendre une valeur de l'intensité moyenne assez faible pour que les dimensions admissibles pour a soient atteintes pour les notes audibles les plus basses, le disque serait à peine audible. Il faut donc sacrifier l'amplification des basses à partir d'une certaine fréquence, pratiquement de l'or-

dre de 150. La pauvreté en basses est un défaut constitutionnel du disque.

Pour une autre raison, on ne saurait amplifier au delà d'une certaine limite les aigus. En effet, le sillon n'est autre chose qu'un profil destiné à donner des impulsions à une aiguille d'acier qui le parcourt. L'aiguille s'appuie dans le fond du sillon par sa pointe mais elle reçoit les impulsions latérales par les heurts que produisent sur ses côtés les talus du sillon. Ces talus suivent très fidèlement le tracé moyen dans les grandes amplitudes des basses, il n'en est pas du tout de même pour les oscillations les plus aiguës forcément très petites, la loi $a\omega^2 = C^{\text{te}}$ gardant toute sa valeur. Le talus sera très petit, peu étayé de matière, donc fragile ; l'aiguille d'acier, on ne le sentira pas au passage, on l'érodera, ce qui va amener l'usure prématurée du disque, défaut que l'on a tant reproché à l'enregistrement électrique. Nous sommes donc amenés à limiter l'intensité dans l'aigu de même que nous l'avons limitée dans le grave.

Disque à saphir

Si nous étudions maintenant le disque à saphir, disque où, comme

nous l'avons vu, l'oscillogramme est tracé en profondeur, nous allons nous apercevoir que des raisons analogues amènent à sacrifier partiellement basses et aigües.

Nous retrouvons pour le disque à saphir la loi $a\omega^2 = C^{\text{te}}$ qui exige pour les basses des amplitudes faisant sortir l'outil graveur de la cire, si on ne prend pas la précaution de les atténuer. Ces manques de gravure dans les basses sont connus sous le nom d'*éclats*.

Dans l'aigu il faut se garder que les rugosités du fond du sillon atteignent une amplitude telle que le saphir reproducteur ne puisse les suivre, ce qui substituerait au son continu une série de chocs dont l'effet serait peu musical. Ainsi, ici encore, nous sommes amenés à limiter l'intensité.

Il est à remarquer que la limite tolérable des amplitudes dans l'aigu et dans le grave est plus rapidement atteinte dans le disque à saphir que dans le disque à aiguille. Aussi, de nombreux échecs ont-ils marqué les essais d'enregistrement électrique à saphir et plusieurs techniciens ont-ils déclaré le problème insoluble ; il n'en est heureusement rien.

Conclusion

En définitive, des raisons propres à la nature même du disque nous amènent à sacrifier d'une part une partie

de l'intensité des basses, d'autre part une partie de l'intensité des aigües. En concluons-nous que le disque ne peut être qu'un instrument imparfait de reproduction des sons ? Non, ce serait avoir l'esprit par trop mathématique. D'une part, nous remarquons que cette distorsion ne dénature

les effets des distorsions du reproducteur à ceux du disque de façon à ce qu'ils se compensent dans une certaine mesure. C'est au pick-up ou au diaphragme qu'il appartient de compenser les affaiblissements de l'aigu ; c'est à l'ensemble amplificateur haut-parleur ou au pavillon que l'on doit

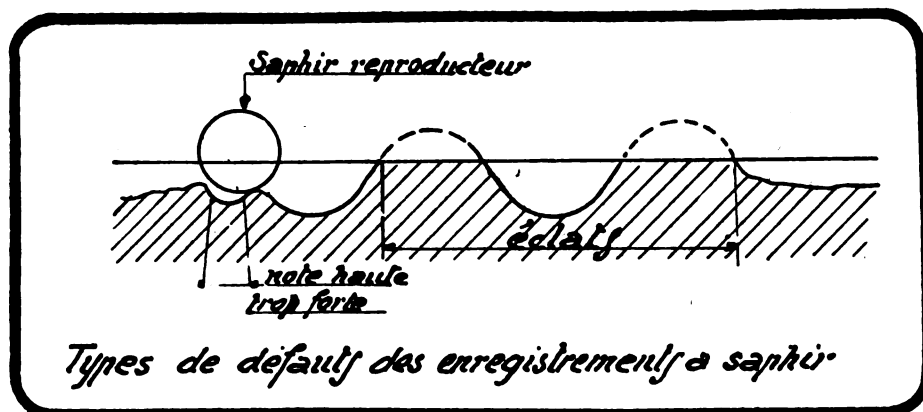
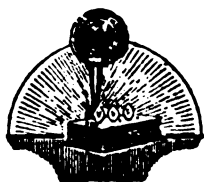


Fig. 5.

que faiblement les sons et a pour effet de les ramener à la sonorité moyenne la plus agréable à l'oreille. D'autre part, comme il nous est tout aussi impossible de créer des appareils reproducteurs dont la caractéristique en fonction de la fréquence soit une droite, nous avons le moyen d'opposer

demandeur de rendre aux basses leur puissance.

Dans un prochain article nous étudierons les principes qui règlent l'aménagement des studios d'enregistrement, les microphones, les amplificateurs, les graveurs et machines à enregistrer.



TÉLÉVISION, ET TÉLÉVISEURS

C. N. VINOGRADOW, *Ing. Radio E. S. E. Licencié es sciences.*

■ ■ ■ ■ ■

LA télévision, fantaisie encore hier, est devenue un fait aujourd'hui. Plusieurs inventeurs, dans les différents pays, ont présenté tout dernièrement, au public, les premiers téléviseurs, imparfaits encore, mais permettant déjà de voir à distance.

On nous annonce avec fracas que le temps n'est pas très éloigné où chacun pourra avoir un « Téléviseur », simple et pratique, et pourra, de son fauteuil, assister aux courses, événements sportifs ou spectacles.

La publicité, la réclame, déclarent les sceptiques, qui sait !... Qu'il nous soit permis de dire seulement que nous croyons que ce temps de réalisation est venu, et que, dans un an ou deux, on ne sera pas plus étonné de voir chez soi un téléviseur, qu'un appareil de T. S. F.

En attendant, nous allons décrire le principe même de télévision et étudierons le fonctionnement des appareils déjà construits.

Qu'appelons-nous télévision ? C'est la possibilité de voir, à l'instant même où il se produit, un mouvement ou une scène séparés de nous par la distance ou un obstacle.

Le principe de la télévision est excessivement simple. Construisons un modèle rudimentaire d'un téléviseur sans nous préoccuper de sa réalisation pratique.

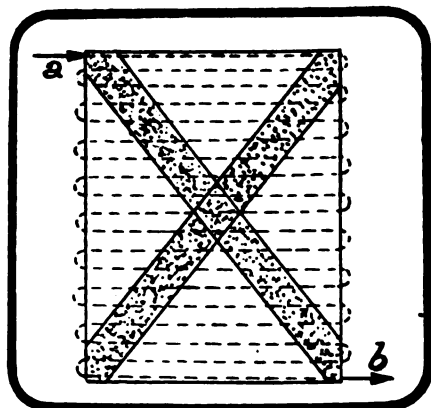


Fig. 1.

Supposons que nous avons un tableau blanc et portant une croix noire. Supposons également que devant ce tableau nous faisons mouvoir une cellule photoélectrique suivant la trajectoire *a-b*, marquée en pointillé. La cellule sera ouverte juste du côté du tableau que nous supposons être fortement éclairé. Le schéma de la cellule est donné par la fig. 2 et nous savons que plus la lumière tombant sur la couche sensible (*b*) de la cellule, est vive, plus le courant circulant dans la

Sous l'influence de la cellule, pendant certains moments de leur parcours, la lampe sera allumée (parties blanches), pendant les autres elle sera éteinte (parties noires).

Si toute la trajectoire est parcourue très vite, dans 1/15 de seconde, par exemple, l'œil reconstituera l'image complète et nous verrons en B la croix noire sur le fond blanc (fig. 3). Nous verrons l'image du tableau à une certaine distance de ce dernier, autrement parlé, nous réaliserons la vision à distance.

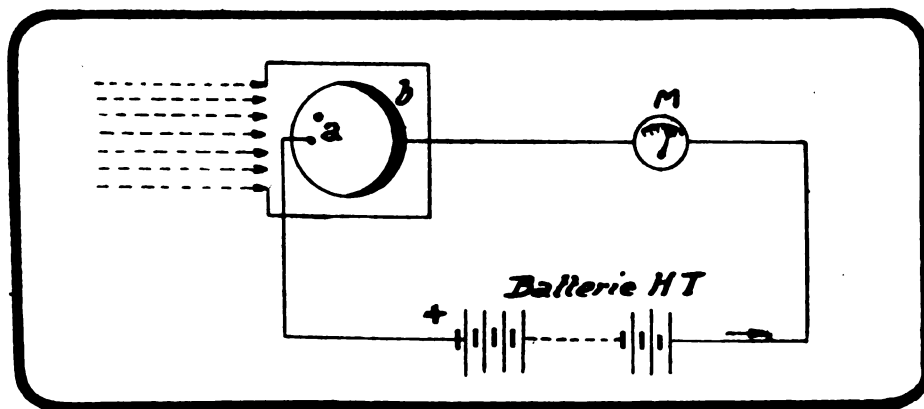


Fig. 2.

ligne (+ *a b M* —) sera fort. Donc, quand la cellule, dans son déplacement, se trouvera devant les parties claires, sa résistance diminuera et le courant, relativement fort, passera dans la ligne. Par contre, chaque fois que la cellule se trouvera devant la partie sombre, sa résistance augmentera et le courant de la ligne faiblira ou s'arrêtera.

Supposons que ce courant variable peut, par l'intermédiaire d'un dispositif amplificateur, faire varier l'éclat d'une lampe électrique de telle façon que quand la cellule se trouve devant les parties « blanches », la lampe brille fortement et quand la cellule passe devant les « noires », la lampe s'éteint.

Donnons à notre lampe Z les mouvements absolument analogues au mouvement de la cellule (*c*). Dans notre modèle réunissons-les par une tige.

Il est évident que notre modèle, un peu rudimentaire, n'a qu'un seul mérite de faire facilement comprendre le mécanisme de la télévision et ne prétend pas être une réalisation réelle. Néanmoins, il contient en état embryonnaire tous les organes d'un appareil réel de télévision. Passons en revue ces divers organes indispensables à chaque système de télévision.

I. DISPOSITIF « EXPLORATEUR »

Ce dispositif a pour but de permettre à chaque point de l'image ou surface « à voir » d'influencer la cellule sensible. En effet, cette dernière reste immobile dans les appareils réalisés, et c'est un système optique mobile et plus ou moins compliqué qui dirige sur la cellule les rayons venant des divers points de l'image.

II. CELLULE SENSIBLE

L'exploration de toute la surface à transmettre doit être terminée dans un temps excessivement court, 1/10 de seconde au plus. Si notre image a 50 % de côté et si nous voulons transmettre les détails d'un % carré, ce qui est encore assez gros, nous enverrons à notre cellule 2.500 variations de lumière chaque dixième de seconde.

$$50 \times 50 = 2.500$$

Cela fera 25.000 impulsions par seconde. Actuellement, seules les cellules photoélectriques peuvent transformer les variations d'éclairage aussi rapides en variation du courant.

La figure 2 a donne le schéma d'une cellule photoélectrique.

Nous apercevons en *a* une couche du métal alcalin réunie au pôle (—) de la batterie B. Sur l'influence de la lumière, la couche *a* dégage les

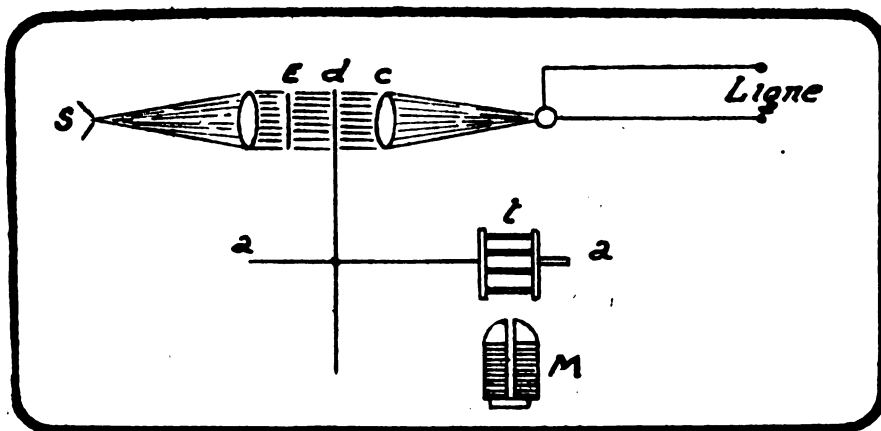


Fig. 4.

par courant porteur sur fil et, enfin, par la T. S. F. Dans les deux derniers cas, c'est l'amplitude du courant

La première comporte les dispositifs où le courant fait varier l'intensité de la source même de lumière; la deuxième utilise la lumière constante, mais la fait moduler soit électriquement, soit même mécaniquement.

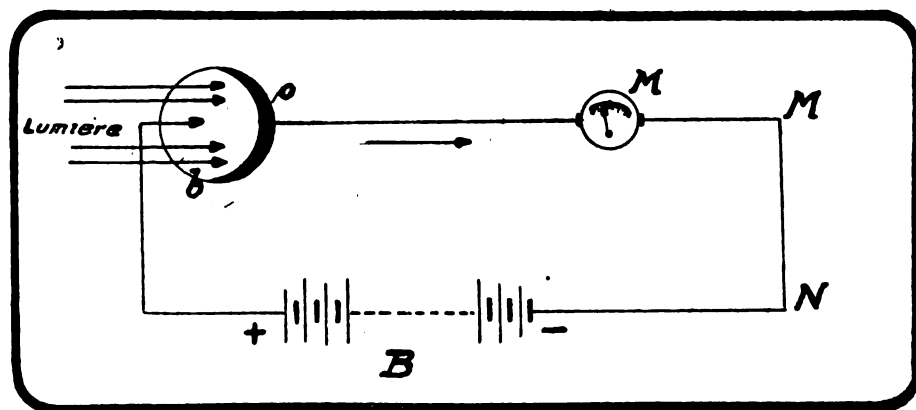


Fig. 2 a

électrons qui vont vers l'électrode *b* réunie au pôle (+) de la batterie. Plus la lumière sera vive, plus le courant sera intense.

III. LIAISON ÉLECTRIQUE : ÉMETTEUR-RÉCEPTEUR

Pour transmettre les variations du courant créées par la cellule au récepteur éloigné, plusieurs systèmes sont possibles : Nous noterons la transmission directe par fil, la transmission

ou de l'onde porteuse qui sera modulée par le courant de la cellule.

IV. LUMIÈRE D'INTENSITÉ VARIABLE

Le récepteur doit posséder une source de lumière dont l'intensité pourrait varier suivant l'intensité ou l'amplitude du courant envoyé par l'émetteur. Les variations d'intensité doivent pouvoir se produire près de 25.000 fois à la seconde.

Les divers systèmes proposés peuvent être divisés en deux classes :

V. DISPOSITIF RECONSTRUCTEUR

Un dispositif synthétiseur ou reproducteur permet à la source de la lumière variable d'éclairer point par point la surface d'un écran trans-

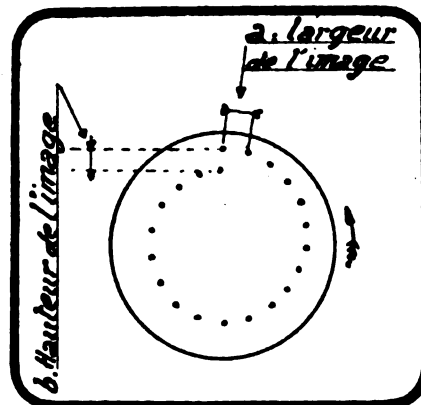


Fig. 5.

parent ou non, ou même virtuel. Ce dispositif d'habitude est absolument analogue au dispositif « explorateur » ou « analyseur ».

VI. SYNCHRONISATEUR

En examinant notre modèle, nous voyons que la vision à distance n'est possible qu'à condition que le mouvement du rayon « reproducteur » et celui du rayon « explorateur », soient à chaque moment en synchronisme. Autrement dit, ces deux mouvements doivent avoir absolument la même vitesse et la même phase. Les systèmes de synchronisation, plus ou moins compliqués, étaient proposés. Nous allons les étudier en décrivant les divers systèmes de téléviseur.

Ayant examiné théoriquement les divers organes d'un système de télé-

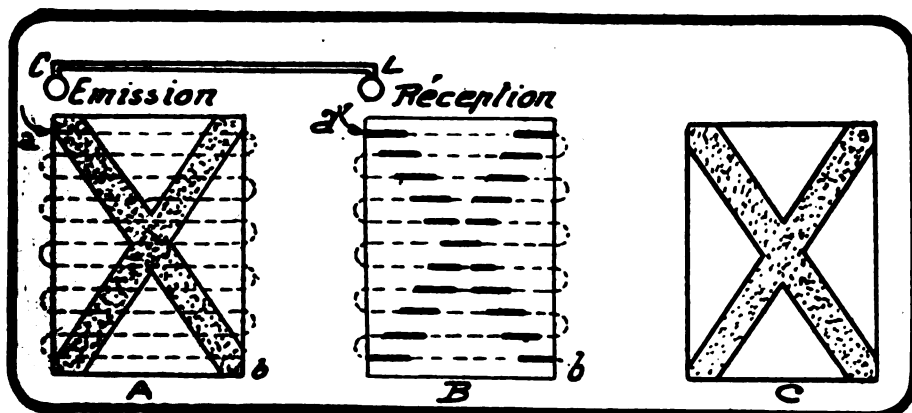


Fig. 3.

vision, nous passerons maintenant à l'examen des appareils réalisés.

Nous commencerons notre étude par le système du docteur Mihály, savant hongrois bien connu. Ce dernier, depuis de longues années, a consacré son temps à l'étude de la télévision et tout dernièrement a présenté au public des modèles remarquables au point de vue simplicité et fonctionnement.

TÉLÉVISEUR DU DOCTEUR MIHALY

L'image à transmettre est projetée sur l'écran transparent (E, fig. 4). Dans certains cas, cet écran peut être remplacé par un dispositif ou photographie violemment éclairée. Supposons que la hauteur et la longueur de l'écran E est 50 %.

Devant cet écran est situé un disque en aluminium (*d*) fixé à un arbre horizontal (*a-a*) et pouvant tourner devant l'image. Le disque appelé « disque explorateur » est perforé sur son pourtour de 48 trous, de 0,5 %

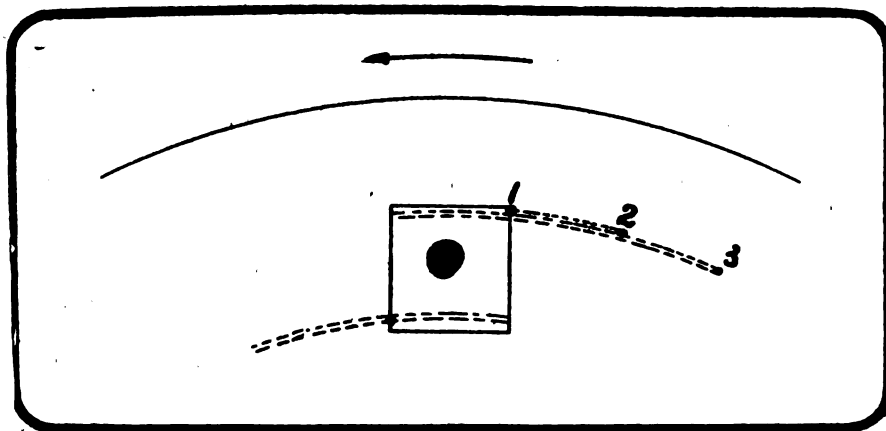


Fig. 6.

de diamètre (voir la fig. 5). Ces orifices sont perforés suivant une spirale dont le début et la fin ont (*b*) comme différence de rayon. La distance entre les deux trous consécutifs est juste égale à la largeur de l'image et la distance *b* est égale juste à la hauteur de l'image.

Le disque tourne devant l'image, derrière lui se trouve un système optique (*c*) et la cellule photoélectrique.

Supposons que le disque commence à tourner dans le sens de la flèche (fig. 5 et 6) et que l'orifice 1 se trouve juste vis-à-vis du coin droit, en haut de l'image. Dès que le disque commence à tourner, la cellule photoélectrique « verra » à travers le système optique et l'orifice 1 la bande 1-1 dans le haut de l'image. Au moment où l'orifice 1 quittera l'image à gauche, l'ouverture 2 apparaîtra à droite et la cellule « verra » la deuxième bande 2-2 de l'image située juste sous la première ; quand la deuxième ouver-

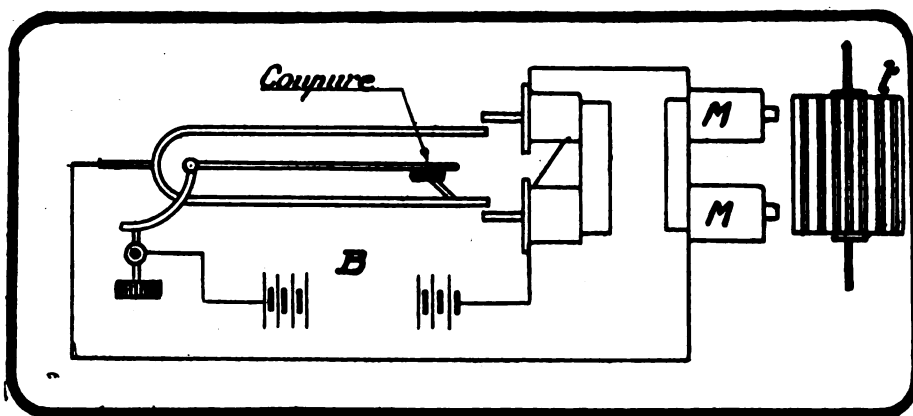


Fig. 7.

ture quittera l'image, la troisième apparaîtra, et ainsi de suite. Pendant chaque tour du disque analyseur la cellule « verra » point par point toute la surface de l'image. L'examen de l'image se traduira par un courant variable qui sera créé dans la cellule par le passage des orifices du disque

conduisant. Pour rendre la vitesse de rotation absolument stable, l'inventeur utilisa un moteur électrique synchrone spécial, appelé « roue phonique » et inventé par M. Lacour. Un diapason entretenu électriquement coupe le circuit de la batterie *n* fois par seconde (fig 7). Des impulsions de courant ainsi créées sont dirigées dans l'électro-aimant M. Devant les pièces polaires de ces derniers tourne le tambour *t* en matière non magnétique, portant sur le pourtour un certain nombre de lames en fer. Il est évident, dans ces conditions, que, pour que la roue tourne sans arrêt, il est nécessaire que la rotation de cette dernière fasse passer devant l'aimant juste *n* lames par seconde.

Supposons que notre diapason produise 300 interruptions par seconde et que le tambour possède 20 lames : La vitesse de rotation de ce dernier sera alors de $300/20 = 15$ tours par seconde.

Les courants variables engendrés dans la cellule photoélectrique sont amplifiés et ensuite dirigés sur la station de réception, soit directement, soit en se servant d'une oscillation porteuse, dont ils modulent l'amplitude.

Passons maintenant à la station de réception. Le courant variable est reçu par un amplificateur ou par un récepteur de T. S. F. Il est détecté

devant les endroits sombres et clairs de l'image.

La vitesse du disque est de 15 tours à la seconde ou 900 tours à la minute. Cela signifie que la cellule voit toute la surface de l'image 15 fois par se-

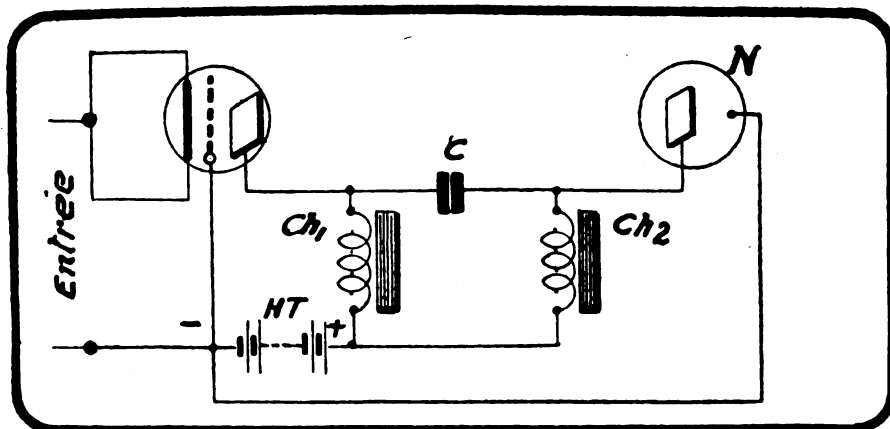


Fig. 8.

et après une nouvelle amplification est dirigé dans une lampe à néon d'une forme spéciale. La fig. 8 donne le schéma du branchement et la fig. 9 l'aspect extérieur de la lampe.

La tension de la batterie H. T. est juste assez pour allumer la lampe ; chaque variation du courant plaque de la dernière lampe, en variant la chute de tension à travers le choc Ch_1 , produira les variations du potentiel aux bornes de la lampe et, par consé-

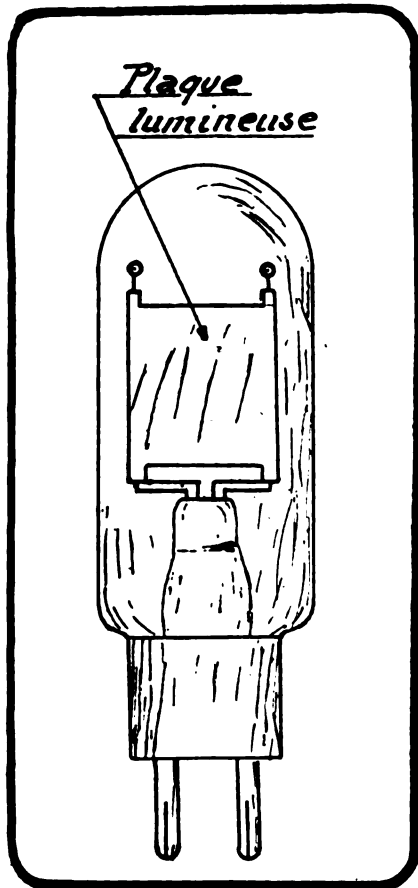


Fig. 9.

quent, la variation d'éclairage de la lampe. La lampe à néon ne possédant pas d'inertie peut varier son éclairage instantanément.

Un disque, tout pareil au disque explorateur, tourne devant la lampe à néon. Ce disque est placé directement sur l'axe d'une roue phonique en tout pareille à la roue d'émission et commandée par un diapason de même ton que celui de l'émetteur. Il s'ensuit que le disque à la réception tourne exactement à la même vitesse que le disque émetteur.

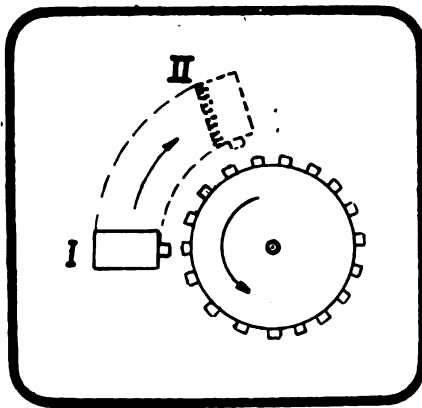


Fig. 10.

Supposons qu'au moment où l'ouverture 1 du disque transmetteur rentre sur l'image, l'ouverture 1 du disque récepteur est également dans le coin supérieur droit de la lampe à néon. En suite de rotation du disque, l'observateur placé devant le

pas décalé. Il est évident qu'en réalité cette coïncidence ne peut être atteinte que rarement. Afin de pouvoir mettre « en phase » les deux disques, l'inventeur déplace autour du tambour (le rotor) les aimants excitateurs (le stator) fig. 10. Le décalage se traduisant par la distorsion visible de l'image reçue, la mise en phase est excessivement simple. Le dessin 11 donne quelques exemples de décalage.

L'inventeur a réalisé un appareil excessivement simple, permettant à chaque possesseur du poste récepteur de voir à distance l'image présentée dans le cadre A du poste émetteur. Théoriquement, on peut même projeter sur l'écran A une image ou une scène quelconque. Pratiquement, certaines difficultés sont encore à vaincre.

1° Pour donner tous les détails, l'ouverture du disque doit être très petite ou, autrement dit, les bandes de découpage très rapprochées.

2° Plus l'ouverture est petite, plus l'image doit être éclairée pour peu

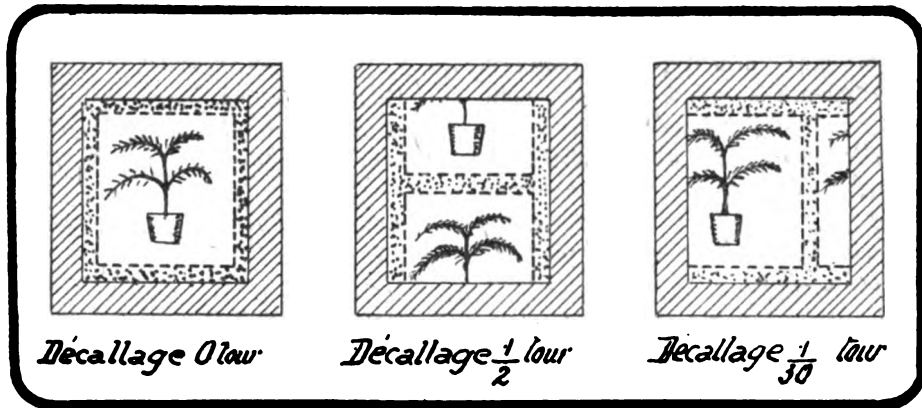


Fig. 11.

disque récepteur, verra premièrement la bande 1'—1', qui sera plus ou moins lumineuse suivant l'éclairage de la bande 1—1 de l'image se trouvant devant la cellule de l'émission. Ensuite l'observateur verra la bande 2'—2' qui sera également la copie de la bande 2—2 de l'image transmise et ainsi de suite.

Toute l'image étant couverte dans 1/15 de seconde, l'œil de l'observateur verra l'image entière, copie exacte de l'image du transmetteur.

Nous avons supposé que l'ouverture 1 et 1 se trouvant au même moment dans le coin supérieur droit de l'image, autrement dit qu'il ne fut

voir impressionner la cellule photo-électrique.

3° L'onde porteuse doit être très courte pour une image détaillée. Les longueurs d'onde des stations émettrices actuelles sont de 2 à 5 fois trop longues. Nous reviendrons d'ailleurs sur cette question dans notre prochain article.

Néanmoins, malgré tous les obstacles et les difficultés, la télévision est sortie du domaine des rêves et des romans d'aventures. Actuellement, elle est un fait et, encore imparfaite et rudimentaire, elle laisse déjà entrevoir l'immense champ d'action qu'il lui sera facile à conquérir.

BOUTONS DÉMULTIPLICATEURS

par Louis L'HOPITAULT

Cette courte étude fait suite à un article paru sous cette même signature dans le numéro d'Août de cette année, et concernant les condensateurs démultipliés

■ ■ ■ ■ ■

SI l'emploi des condensateurs démultipliés est sans contredit supérieur à celui des condensateurs commandés par bouton démultiplicateur, il n'en est pas moins vrai que l'usage de ces derniers peut présenter des avantages que ne peuvent procurer les premiers, principalement quand la place dont on dispose à l'intérieur du poste est limitée; l'emploi des démultiplificateurs à fenêtre doit également être envisagé lorsque l'on est limité intérieurement et extérieurement, par exemple dans les postes-valise.

Un autre emploi de ces boutons consiste à les utiliser pour la manœuvre micrométrique de variomètres, on a ainsi une souplesse de réglage que le système courant à bras mobile ne peut permettre; toutefois il semble que ces modes de réaction doivent être employés de moins en moins, car malgré tout ils sont moins souples à l'usage que ceux à commande électrostatique; le réglage de la réaction par condensateur crée un dérèglement des circuits, bien moindre que la manœuvre de la réaction électromagnétique.

Le Salon de la T. S. F. n'a révélé aucune nouveauté en condensateurs, ni en démultiplificateurs; en condensateurs, on peut même se demander si certains constructeurs possèdent la moindre notion de radio-électricité, et si, par hasard, ils ont connaissance des pertes en H. F.; des maisons ont même présenté des condensateurs pour ondes courtes, dont l'isolement est pour le moins inexistant. Il ne faut pas définir ainsi un condensateur pour O. C.: « un C. V. pour O. C. est un

C. V. normal dont les lames sont plus espacées. » Ceci ne peut être vrai que si le condensateur normal a été étudié en se demandant comment il se comporterait sur O. C.

Les boutons démultiplificateurs de Guével.

Deux boutons démultiplificateurs, très originaux, bien étudiés au point de vue mécanique, ont été réalisés par M. Guével, le bien connu chef d'atelier du Laboratoire National de T. S. F.

Le premier de ces boutons (fig. 1) utilise le principe souvent appliqué en mécanique de démultiplication à satellites; la figure représente une coupe d'un bouton réalisé selon ce principe; on distingue un cône A solidaire du bouton de commande démultiplié b, ce cône entraîne par frottement un pignon P solidaire d'un petit pignon p; le système pP est assujéti au bouton principal B au moyen de deux coussinets C₁, C₂, ménagés dans une coquille en aluminium fixée au cadran.

Le petit pignon p appuie directe-

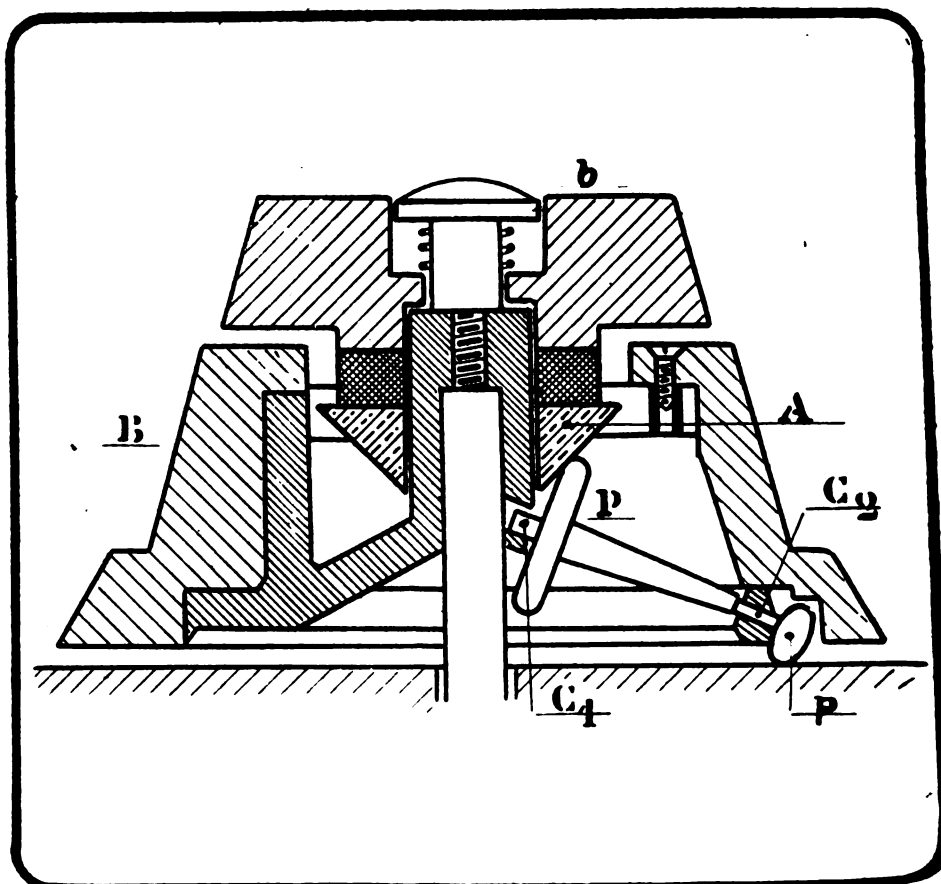


Fig. 1.

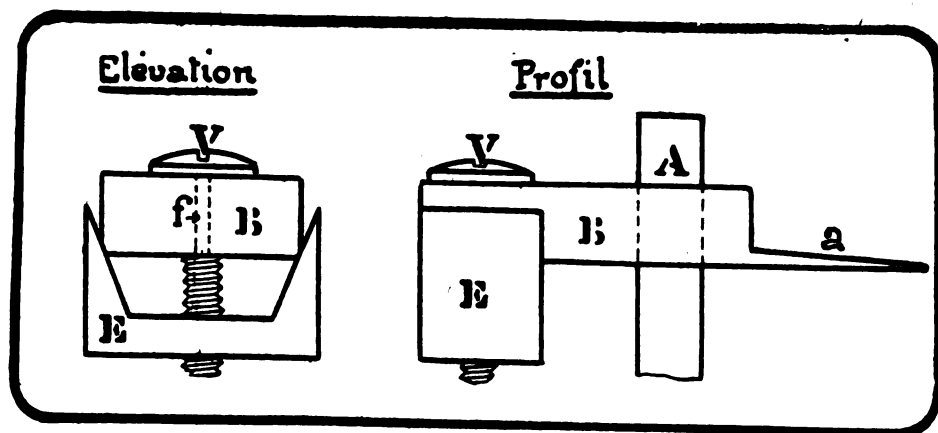


Fig. 2 a.

ment sur le panneau du poste contre lequel il est maintenu énergiquement au moyen du ressort R qui agit latéralement sur le système Pp par l'intermédiaire du cône A.

Il y a trois systèmes pP disposés à 120° , ce qui a pour but de répartir la pression des galets p de façon uniforme autour de l'axe et par conséquent de s'opposer à tout travail de flexion sur l'axe à commander comme cela se produit sur des systèmes ne comportant qu'un seul galet ; en effet un tel entraînement tend à chasser l'axe sur lequel il est monté et dans le cas d'un condensateur dont le coussinet inférieur est monté à bille ou à vis pointeau, le résultat d'un tel montage est que le condensateur dont le rotor tend à se déplacer finira par toucher.

L'entraînement ainsi obtenu est très énergique, il permet de commander des condensateurs de 2,5/1000 non équilibrés ainsi que des variomètres d'émission.

Ce démultiplicateur est réalisé avec un rapport de 1/10, il est irréversible. Sur la figure on peut se rendre compte de la simplicité du montage, et du rôle des différentes pièces constitutives.

Un nouveau système de fixation des cadrans

Cette étude serait incomplète, si elle ne comportait la description d'un nouveau procédé de serrage, destiné à fixer d'une manière très énergique un bouton sur l'axe d'un condensateur ou d'un variomètre ; une telle fixation est en effet indispensable sur un C. V. étalon, ainsi que pour la manœuvre de rotor de variomètres d'émission. Elle est indispensable sur certains appareils dont un axe uni-

que commande plusieurs manoeuvres telles que le changement de gamme de longueurs d'ondes par une came actionnée en fin de course du rotor.

Ce système a été mis au point par M. Guével, il se compose (figure 2a et b), d'un bras solide de l'aiguille ou du cadran de commande B, ce bras comporte une fente fraisée f d'une extrémité au trou prévu pour le passage de l'axe A : ce bras comme le montre la figure est fraisé latéralement pour épouser la forme d'un écrou, formant coin inversé, sollicité, à travers le bras par une vis v. Le serrage de cette vis a pour résultat de refermer très énergiquement la fente et par conséquent de bloquer l'axe sur toute sa périphérie ; un système de serrage par la périphérie a été employé par l'armée et l'aviation, mais le blocage d'une vis parallèle au panneau est toujours une opération ennuyeuse, elle nécessite l'emploi d'un tournevis à la fois long et effilé. Le type décrit permet l'emploi d'un tournevis gros et court, le serrage est aisé.

Un autre avantage de ce mode de serrage est le suivant : il est possible de bloquer le cadran exactement au point voulu, ce qui est quelquefois irréalisable avec une vis pointeau, car si celle-ci a été serrée dans une fausse position, elle a imprimé sur l'axe un logement dans lequel elle aura toujours tendance à se replacer.

D'autre part, la vis de blocage possédant une large tête ne sera pas détériorée par des serrages et desserrages consécutifs comme l'est une simple vis pointeau.

Le deuxième bouton de Guével.

Le second démultiplicateur mis au point par M. Guével utilise d'une façon remarquable les propriétés du

mouvement épicycloïdal. La figure 3 montre en coupe ce bouton.

p est un pignon lisse, solidaire du bouton de commande. P est une cuvette dont la partie cylindrique forme le chemin de roulement d'un anneau en acier C ; la cuvette est solidaire du panneau du poste par l'intermédiaire des tubes T et des semelles S, en matière plastique. Par la rotation du bouton de commande B, on obtient la progression circulaire de l'anneau d'acier. L'axe de ce cercle est assujéti à l'axe A à entraîner au moyen d'une gorge G, pratiquée dans un bras solidaire de l'axe. Le cercle souple est maintenu en place par un ressort R, serti sur le bras portant l'aiguille ; de cette façon, on obtient un entraînement très doux et sans jeu ; la pression exercée par le cercle d'acier est très énergique, elle supprime le grave inconvénient des pignons dentés ou moletés qui, si bien réussis soient-ils, ne progressent que par bonds ; en effet, il est presque impossible pour ne pas dire tout à fait impossible d'éliminer tout ressaut au passage d'une dent à la suivante ; la solution qui consiste à remplacer les pignons en métal par

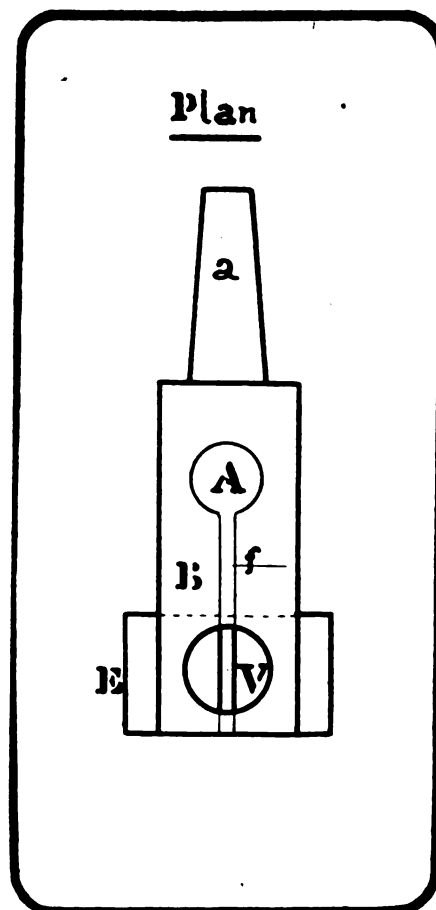


Fig. 2 b.

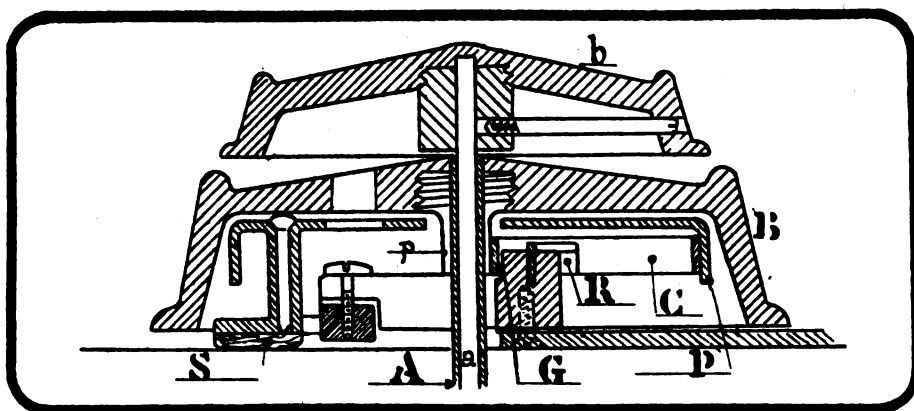


Fig. 3.

des pignons en matière plastique semble une solution élégante du problème, mais si l'on tient compte de l'usure on voit qu'il est impossible d'utiliser de tels dispositifs dans des appareils de prix.

Dans le cas considéré, l'usure est négligeable car elle ne résulte que du roulement; le seul frottement est celui du ressort contre le cercle, l'usure provenant de ce fait est très faible, les pièces en contact étant en acier poli.

Un avantage de ce bouton est qu'il permet de n'effectuer la démultiplification que sur un angle donné, il suffit de limiter l'action du démultiplificateur au moyen de butées judicieusement calées; ceci permet de manœuvrer ainsi pour la recherche des émissions: le bouton étant en prise, on balaye la graduation comme avec un C.V. ordinaire au moment où l'on a dépassé le réglage correspondant à la réception d'une station, on revient en arrière, la butée est libérée et le mouvement est transmis au C. V. par l'intermédiaire du train épicycloïdal.

Comme avantage de ce bouton il faut citer la rapidité de recherche qu'il procure, ce qui est peut-être son plus grand avantage.

Un démultiplificateur à rapport réglable

Ce bouton (fig. 4) qui utilise un principe cinématique tout à fait original permet une solution sans jeu du délicat problème de la démultiplification, problème qui, comme il a été dit dans un précédent article, est très difficile à résoudre, la place est en effet mesurée pour réaliser une démultiplification à la fois robuste, simple et sans jeu, et de plus, ne comportant pas de pièces compliquées.

Le principe est celui du roulement d'un cercle, de diamètre donné, sur un autre cercle de diamètre aussi peu inférieur que possible.

Un anneau indéformable A de rayon R est fixé élastiquement en son centre à une douille B, solidaire de l'axe à commander et du bouton index. par l'intermédiaire de trois branches souples formant ressort.

Le bouton de commande micrométrique F est solidaire d'une lame ressort E; ce ressort appuie en un point variable de l'anneau A qu'il oblige à venir en contact avec sa surface contre laquelle est fixé le bouton.

Si on fait tourner le bouton F dans le sens de la flèche, et qu'on appelle M la projection d'un point du disque ondoyant A sur son chemin de roulement, on s'aperçoit qu'après un tour de bouton ce point M s'est déplacé en M' d'une quantité MM' qui est (l'expérience permet de la vérifier en faisant décrire au bord d'un verre à boire des circonférences se rapprochant de plus

en plus de celle des bords du verre) égale à la différence de longueur des circonférences et est d'autant plus petite que la différence des diamètres tend vers 0.

Pour que la différence des rayons s'annule ou croisse, il suffit de mettre ou de retirer des cales d'épaisseur entre le panneau du poste et la bague ondoyante. De cette façon on peut pratiquement régler le rapport entre 1/30 et 1/5000.

Ce système de bouton démultiplificateur est un des seuls qui ne comporte aucun organe compliqué, toutes les pièces entrant dans sa fabrication étant découpées et embouties; il ne comporte ni engrenage, ni train à friction, ni les pièces compliquées d'un démultiplificateur à satellites; en un mot, c'est une pièce dont la robustesse ne le cède en rien à la souplesse et à la précision; son rapport variable permet sans difficulté de régler la démultiplification selon le but envisagé.

On voit sur la fig. 5, une vue en coupe d'un démultiplificateur à friction d'origine étrangère. Deux grands disques en acier rendus solidaires de l'axe du C. V. à entraîner au moyen d'un bouton sur lequel ils sont sertis, enserrant une petite molette commandée par un petit bouton.

Un carter en aluminium protège le système.

Ce modèle permet une démultiplification de 1/10. La commande directe est pour ainsi dire impossible; comme dans tous les démultiplificateurs réalisés selon ce principe, le grand inconvénient est que le bouton démultiplificateur tourne en sens inverse du sens d'en-

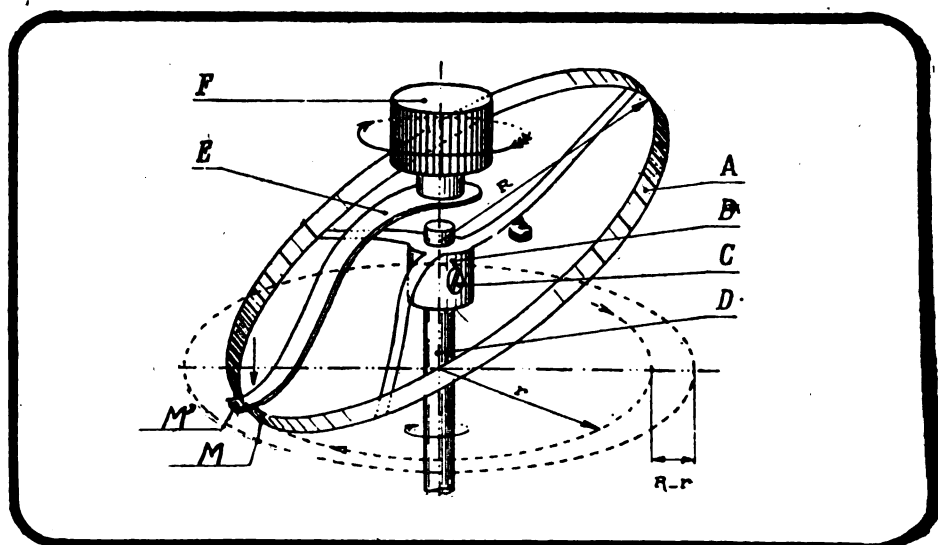


Fig. 4.

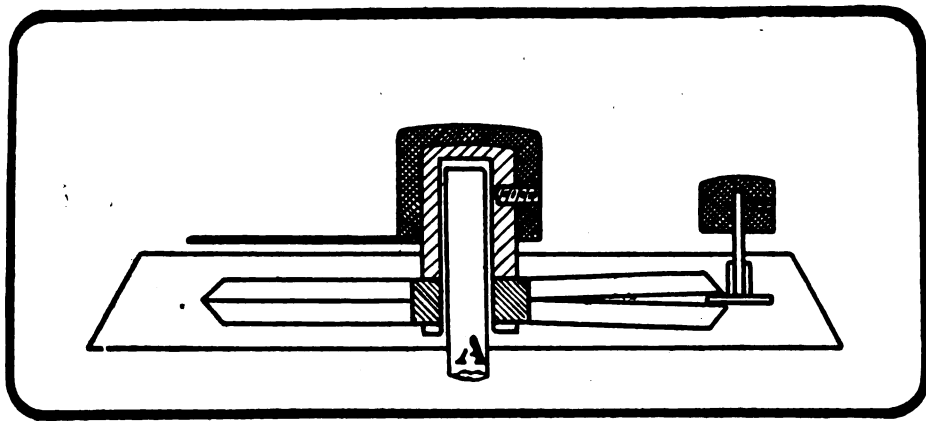


Fig. 5.

traînement du bouton principal, la manœuvre d'un tel système met en jeu, de la part de l'utilisateur, un réflexe qui n'est pas instinctif.

Conclusion

Pour choisir un démultiplicateur il faut uniquement considérer les qualités mécaniques de celui-ci, après s'être assuré que le condensateur sur lequel on doit le monter est capable de supporter les efforts auxquels il sera soumis; en effet presque tous les boutons démultiplicateurs, sauf en général les démultiplicateurs à fenêtre, exercent une traction de l'arrière vers l'avant et parfois un mouvement de torsion sur l'axe.

La première qualité est : l'absence de jeu, car le moindre jeu rend ino-

pérant l'emploi d'une démultiplication de rapport élevé.

La deuxième doit être un excellent freinage du C. V. qui sans cette condition est également difficilement utilisable, parce que trop sensible aux chocs même légers auxquels est soumis un poste (trépidations), c'est pourquoi les constructeurs sérieux orientent leur choix sur des C. V. dont la commande directe est relativement dure, mais dont, par contre, la commande démultipliée est remarquablement douce.

Le rapport doit être déterminé par le coefficient :

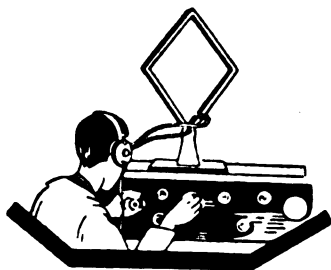
$$K = 0,4nd$$

ou n = rapport angulaire de démultiplication.

d = diamètre du bouton démultiplicateur.

On atteint rarement des coefficients aussi élevés que dans l'emploi de la démultiplication directe, la place disponible pour la réalisation de rapports élevés est souvent insuffisante; on utilise des coefficients de 150 à 300, des rapports plus élevés ne sont utilisés que pour des applications spéciales; pour obtenir des réglages très fins, ils ne peuvent être employés que par des opérateurs pouvant faire par manœuvre directe un réglage approché peu différent du réglage réel; à titre d'exemple, le démultiplicateur décrit fig. 4, à rapport réglable au 1/1500, commandé par bouton de 50 m/m, possède un coefficient de 30.000.

Le démultiplicateur ne semble pas devoir être considéré comme d'un usage général, mais comme d'un emploi réservé à des cas particuliers; le seul travail logique du C. V. est en effet celui pour lequel son constructeur l'a prévu. La plupart des condensateurs s'accommodent mal des efforts que leur fait subir le bouton qui les équipe. Son emploi le plus général paraît être celui déjà cité dans le cas où la place est limitée pour monter un condensateur et encore pour moderniser des condensateurs qui ne seraient pas munis de démultiplication.



UN NOUVEAU SYSTÈME DE TÉLÉVISION ET DE TÉLÉCINÉMATOGRAPHIE

par le Docteur Léon THURM

■ ■ ■ ■ ■

LE changeur de fréquence que nous avons mentionné dans nos articles précédents et qui, tant en télévision qu'en télécinématographie, outre la simplification qu'il introduit dans les problèmes de la synchronisation et de l'amplification des courants, rend possible la reproduction aussi nette que désirée sur des écrans de dimensions considérables des images vivantes transmises, est en réalité un abaisseur de fréquence, mais d'un genre essentiellement différent de ceux qui sont utilisés dans les récepteurs de radiophonie. La nature de la difficulté qu'offre le problème de la transmission des images animées rendrait illusoire l'emploi de ces derniers.

En radiophonie, en effet, la haute fréquence ne joue qu'un rôle véhiculaire. Elle est inhérente à la nature de l'agent transmetteur, mais elle est radicalement incompatible avec la situation dans le temps de scènes acoustiques quelconques. A l'encontre de celles-ci qui se passent nécessairement en basse fréquence, les scènes visuelles tant à l'émission qu'à la réception, sont par leur essence même, liées à un support vibratoire de haute fréquence.

Elles ne peuvent donc pas s'accommoder, comme la radiophonie, d'un abaisseur de fréquence qui transformerait les ondes relativement courtes de l'émetteur en ondes longues, pour l'alimentation des haut-parleurs. En

effet, à la reproduction sur l'écran récepteur, la fréquence doit rester, au moins *apparemment*, identique à celle qui scande l'exploration de l'objet lumineux à l'émetteur.

Or, ce serait une prétention absurde de vouloir réaliser un tel abaisseur de fréquence avec une *série successive* parce que les données du problème y seraient contradictoires en elles-mêmes.

Seule l'adjonction d'une idée de

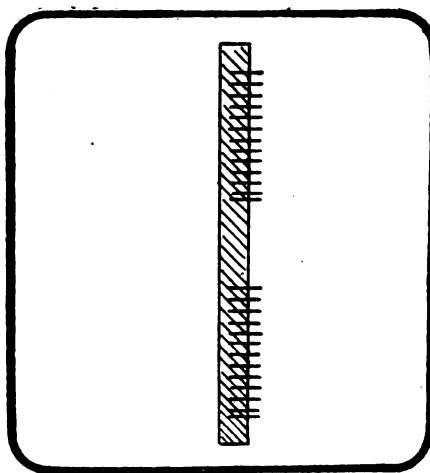


Fig. 2

simultanéité à la disposition extensive de plusieurs séries peut fournir la clef d'une solution.

Cette idée de simultanéité, dont le concept renferme déjà la notion d'espace, doit paraître d'autant moins étrangère à la question, que la nature d'une image visuelle, contrairement aux images auditives, est basée sur les dimensions spatiales, et que du moins dans l'état actuel de la science, tous les systèmes de télévision reposent sur des transpositions de dimensions spatiales en dimensions temporelles et vice-versa. On ne peut donc pas objecter qu'une telle transposition ayant pour conséquence une variation dans le décalage qui, nécessairement, existe toujours entre l'émission et la réception, en télévision aussi bien qu'en téléphonie ou toute autre action à distance, change la nature de l'opération, de manière qu'on ne puisse plus l'appeler un procédé de télévision.

Quand il s'agit de la transmission d'un film, par l'intermédiaire des ondes hertziennes, le principe d'un abaisseur de fréquence peut se trouver dans une exploration et une transmission *successive* de différentes plages du film d'abord, et dans une reproduction *simultanée* des différentes explorations ensuite.

Dans le cas d'une transmission d'images sans l'intermédiaire d'aucun film, c'est-à-dire, dans un procédé de télévision proprement dit, une exploration *simultanée* des différentes plages de l'objet animé à transmettre est nécessaire avant la transmission *successive* des différentes plages explorées, qui devront être ensuite reproduites *simultanément* dans le récepteur.

Dans les deux cas, les transpositions spatio-temporelles ne peuvent être réalisées que par le truchement d'un dispositif enregistreur.

S'il s'agit du télécinématographe dont nous avons décrit un appareil de prise de vues, dans le numéro précédent de cette revue, chaque exploration individuelle d'une plage longitudinale du film à transmettre, est magnétiquement enregistrée sur une spirale métallique au poste récepteur au moyen d'un électro-aimant approprié. Nous décrirons ultérieurement les conditions du fonctionnement normal d'un tel enregistrement qui sont effectivement assez complexes.

On sait, en effet, que les problèmes

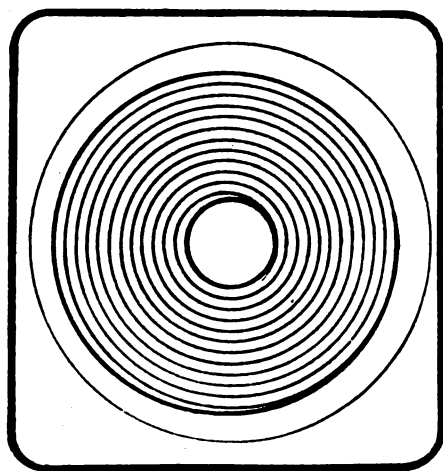


Fig. 1

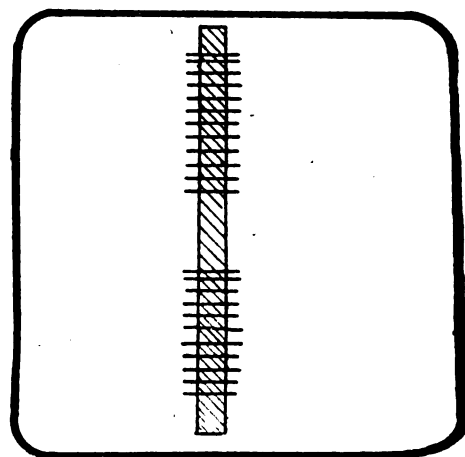


Fig. 3

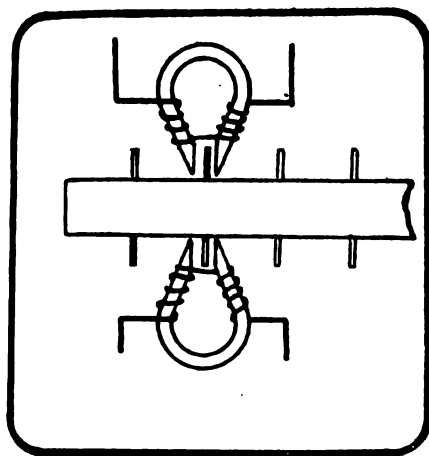


Fig. 4.

relatifs aux alliages magnétiques par exemple à l'hystérésis, à la stabilité et à la conservation des aimants, à l'aimantation en fonction du temps et de l'espace en général, sont des plus ardues. Il n'en est pas moins vrai, cependant, qu'on arrive déjà à des résultats absolument remarquables et amplement suffisants pour jouer leurs rôles dans les dispositifs envisagés.

Au poste récepteur se déroulent donc *successivement* pendant que se feront les explorations successives du film à l'émetteur, les spirales magnétiques qui glissent entre les pôles d'électro-aimants inscripteurs.

Une manière de disposer ces spirales est représentée de face par la Fig. 1 et de profil par la Fig. 2, où nous voyons le ruban métallique et la matière plastique qui le maintient dans sa forme.

Le même ruban peut servir de support à un certain nombre de spirales.

La fig. 3 représente, de profil, une disposition qui permet l'inscription d'une double spirale par l'intermédiaire de deux électro-aimants schématisés dans la Fig. 4.

On réduit de beaucoup l'encombrement du dispositif si on lui donne

une forme analogue à celle que représente la Fig. 5.

L'utilisation de ruban sans fin permet d'éviter l'alternance du mouvement Fig. 6.

Quand toutes les spirales sont enregistrees, elles sont déroulées *simultanément* entre autant d'électro-aimants qui modulent chacun, par l'intermédiaire d'un amplificateur, une source lumineuse.

La modulation de l'ensemble de ces sources lumineuses, convenablement disposées, est alors apte à reproduire sur un écran de dimensions considérables l'image animée qui a été transmise du poste émetteur.

Grâce à cette *simultanéité* des déroulements de toutes les spirales, on réalise, au poste récepteur, une *haute fréquence apparente*, qui est au moins égale à n fois la fréquence qui a servi à moduler l'onde porteuse, si n est le nombre des spirales magnétiques. Nous verrons ultérieurement que des dispositifs relativement simples permettent de réaliser encore le produit

l'émetteur par l'ampoule photoélectrique.

Nous disons : *approximativement* égale, car notre dispositif rend superflu un synchronisme rigoureux.

Le simple isochronisme, beaucoup plus aisément réalisable que le synchronisme entre l'émetteur et le récepteur, suffit pour la reproduction parfaite de la scène transmise. Que la fréquence de modulation de l'écran récepteur soit *réellement* ou *virtuellement* élevée, n'a d'ailleurs pas la moindre importance, car notre servitude, vis-à-vis de l'inertie de notre rétine, ne nous permet pas de distinguer l'une de l'autre.

Le dispositif de télécinématographie que nous venons d'esquisser est la réalisation la plus simple du genre. Nous reviendrons plus tard sur des complications qui permettent, soit l'exploration simultanée du film par un ensemble de cellules photo-électriques, soit la compression du temps nécessaire aux inscriptions successives, soit la réalisation de fréquences

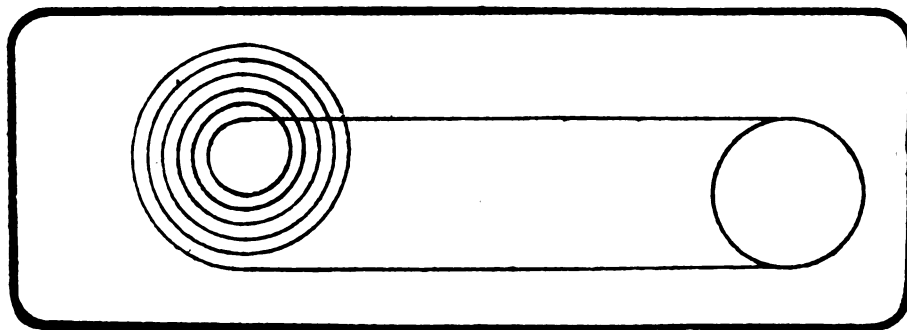


Fig. 6.

de ce multiplicateur n par les facteurs 2, 3 etc..., suivant le degré de finesse qu'on veut obtenir sur l'écran.

Cette *haute fréquence apparente* sera approximativement égale à n , $2n$, $3n$ fois le nombre de points du film qui auront été explorés par seconde à

apparentes encore plus élevées au poste récepteur.

Nous mentionnerons seulement encore aujourd'hui que, pratiquement, chaque spirale magnétique occupe beaucoup moins de place qu'un film correspondant, qu'un nombre illimité de films peuvent être reçus sur les mêmes spirales et que la complication introduite par ce dispositif électromagnétique dans un récepteur de télécinématographie est du même ordre de grandeur que la difficulté de réalisation d'un instrument à cordes d'un piano, par exemple.

Dans le prochain article, nous examinerons l'application de notre abaisseur de fréquence électromagnétique à un dispositif de télévision proprement dit ; nous verrons notamment comment il rend possible à l'émetteur l'emploi d'une rétine photoélectrique.

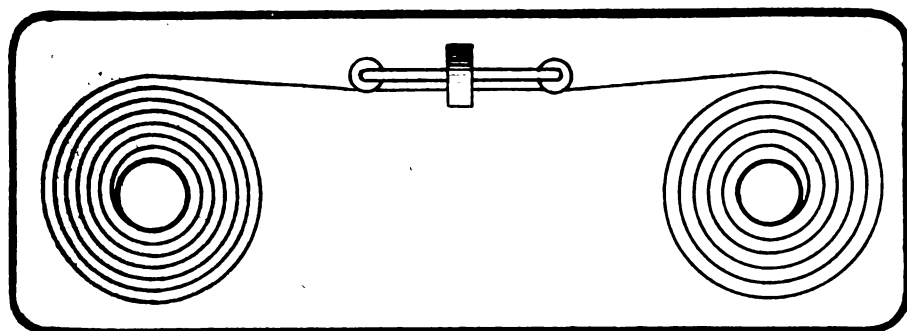


Fig. 5.

CHEZ LES CONSTRUCTEURS

EMPLOI DES LAMPES DE RÉCEPTION

« MÉTAL RADIO »

■ ■ ■ ■ ■

LES lampes de T. S. F. ont vu le nombre de leur type s'accroître considérablement à mesure que se perfectionnaient les appareils récepteurs.

De nouvelles lampes à oxyde ont été créées pour répondre aux besoins actuels de la construction radio-électrique.

Ces lampes ont été désignées de telle façon que leur appellation usuelle permette de déterminer quelle doit être leur utilisation la plus favorable pour chaque type.

C'est ainsi que le nom Métal est suivi de 2 lettres et de 3 ou 4 chiffres selon le cas.

1° La première lettre désigne la tension de chauffage :

A : 1 volt

B : 2 volts, etc.

2° La deuxième lettre désigne la consommation du filament :

Z : des filaments consommant de 0,06 à 0,09 ampère.

Y : des filaments consommant de 0,10 à 0,14 ampère.

X : des filaments consommant de 0,15 à 0,19 ampère.

W : des filaments consommant 0,20 ampère et au delà.

3° Les deux premiers chiffres indiquent le coefficient d'amplification.

Dans le cas particulier où ce coefficient d'amplification est inférieur à 10 1 seul chiffre est affecté à la désignation du coefficient d'amplification.

4° Les 2 derniers chiffres indiquent la résistance interne en milliers d'ohms.

Dans les cas où la résistance est inférieure à 10.000 ohms, le chiffre

indicatif des dizaines est remplacé par 0.

Exemples :

a) 1 lampe de faible consommation dont la tension de chauffage est de 4 volts, la consommation du filament 0,06 amp., le coefficient d'amplification 8, la résistance interne 15.000 ohms, est désignée « D.Z.813 ».

b) 1 lampe dont la tension de chauffage est de 4 v., la consommation du filament 0,10 amp., le coefficient d'amplification 6, la résistance interne 4.000 ohms, est appelée « D.Y.604 ».

A côté de ces lampes à filament à oxyde, il existe encore un certain nombre de types à filament thorié (comme les bigrilles) dont la désignation n'utilise pas ce procédé, uniquement réservé aux lampes à filament à oxyde.

Diverses fonctions des lampes

Les fonctions principales des lampes utilisées pour la réception sont les suivantes :

Amplification haute fréquence.

Détection.

Amplification basse fréquence.

Amplification haute fréquence.

Changement de fréquence.

A) *Amplification haute fréquence.*

Elle a pour but de renforcer les signaux de faible intensité reçus par l'antenne ou le cadre afin de permettre leur détection dans de bonnes conditions. L'amplification haute fréquence abaisse le seuil de sensibilité des appareils de réception radiophonique ; plus elle est puissante, plus elle permet de recevoir des postes éloignés.

L'amplification obtenue dans un étage amplificateur de haute fréquence dépend essentiellement de la valeur absolue du coefficient d'amplification. En pratique, on est limité sur des montages ordinaires (le C.119, par exemple), par le fait que si le coefficient d'amplification est trop élevé, il se produit des accrochages. Sur de tels postes, il convient d'employer des lampes du type *Micro Métal D.Z.813*, ou dans certains cas, lorsque les étages comportent un montage neutrodyne, le type *Micro Métal D.Z. 22 22*. Ces défauts peuvent être supprimés par l'emploi de lampes spéciales dont la capacité interne est excessivement réduite et la résistance interne très élevée, ce qui d'une part diminue la tendance fâcheuse de l'accrochage et d'autre part augmente la sélectivité. La lampe *Micro Métal D.Z. 813* convient à cet usage. Pour des postes qui sont soigneusement blindés, on peut employer la *Micro Métal Grille Ecran* dont le coefficient d'amplification est de 200.

B) *Détection.* — La lampe détectrice est destinée à redresser les courants de haute fréquence. Cette modification met en évidence la modulation basse fréquence des ondes et la rend aussi audible dans un écouteur téléphonique ou un haut-parleur.

Ce qui fait la qualité d'un tube détecteur c'est, d'une part, la courbure de sa caractéristique grille au point de fonctionnement fixé par la valeur de la résistance de fuite choisie, d'autre part, la pente de la caractéristique plaque en un même point.

Le type *Micro-Métal D.Z. 1508* convient particulièrement à la détec-

tion très puissante, le type *Micro-Métal D. Z. 908* à la détection de moyenne puissance.

Nous recommandons comme valeur optima de la résistance de fuite pour un poste qui utilise notre lampe *Micro-Métal D. Z. 1508*, 3 mégohms.

C) Amplification basse fréquence.

— Le but de l'amplification basse fréquence est de renforcer les oscillations basse fréquence (modulation) provenant du détecteur. L'amplification basse fréquence rend l'appareil plus puissant ; plus elle est élevée, plus on peut, en employant un haut-parleur adéquat, obtenir un volume de son important. L'énergie fournie par les lampes de basse fréquence est hors de proportions avec celle qui est fournie par les lampes de haute fréquence. Il en résulte une construction spéciale de ces lampes. Il faut d'ailleurs faire une distinction entre les lampes de premiers étages basse fréquence et la lampe finale, qui doit fournir au haut-parleur une énergie suffisante, tout en maintenant la pureté de la réception.

Ces problèmes ont été heureuse-

ment résolus par la création d'une série de lampes basse fréquence *Radio-Métal*.

La lampe *Micro Métal D. Z. 1508* fournit une très forte amplification basse fréquence sur les premiers étages à transformateurs. Lorsqu'on veut se contenter d'une amplification moindre, on peut employer le type *Micro Métal D. Z. 908* toujours pour les premiers étages, s'ils sont à transformateurs. Dans le cas où ces étages sont à résistance, on fera usage de la lampe *Micro Métal D. Z. 22 22*. Les grands progrès obtenus ces dernières années par les fabricants de haut-parleurs ont nécessité la création de lampes spécialement étudiées comme lampes finales (ou lampes de puissance).

Pour les forts haut-parleurs, il convient d'employer la *Métal D. X. 502* dont la forte pente 2,5 assure une puissance considérable. Pour les haut-parleurs moyens signalons la *Métal D. X. 804* et la *Métal D. Y. 604*.

Dans tous les cas, qu'il s'agisse d'amplification basse fréquence de premier étage ou d'amplification de puissance (lampe finale), il convient d'appliquer

à la grille de la lampe une tension négative, qui est indiquée par nous pour chacun de nos types.

D) Amplification moyenne fréquence.

— Sur les postes à changement de fréquence, on effectue une amplification des ondes de moyenne fréquence fournies par cette opération.

Si cette amplification est faite par transformateur, il faut employer la *Micro Métal D. Z. 1508*. Si elle est faite par étage à résistance, il convient d'utiliser la *Micro Métal D. Z. 22.22*.

E) Changement de fréquence.

— Lorsque le changement de fréquence se fait à l'aide d'une lampe triode hétérodyne, la principale qualité de la lampe à employer est une grande facilité à l'accrochage qui permet d'obtenir des oscillations de forte intensité.

Les lampes les mieux adaptées à cette fonction sont :

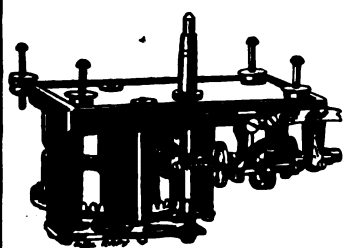
Le *Micro Métal D. Z. 1508*,

Et la *Micro Métal D. Z. 803*.

Lorsque le changement de fréquence est effectué à l'aide d'une lampe bigrille, il convient d'employer la *Micro Métal R. M.*

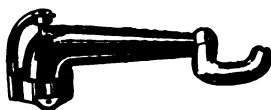
THORENS

la Marque réputée



MOTEURS
MÉCANIQUES
ET
ÉLECTRIQUES
POUR
PHONOGRAPHES

BRAS pour
PICK UP



FOURNITURES GÉNÉRALES
POUR MONTAGES de PHONOGRAPHES

Établissements HENRI DIÉDRICHS
AGENTS GÉNÉRAUX

13, Rue Bleue, 13 — PARIS (IX^e)

Téléphone : PROVENCE 16-98



Breveté S. G. D. G.

"SPIRA"

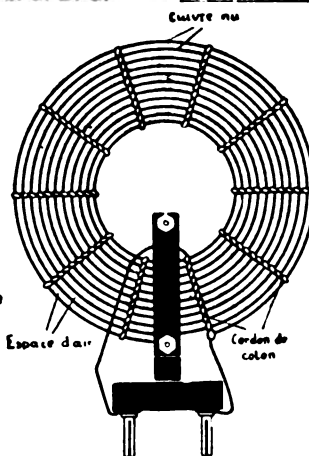
Plate et Cylindrique

La véritable self à air

99% de cuivre
et d'air
1% d'isolant

Notice
spéciale
N° 800
sur demande

Une technique
confirmée
par la
réception des
ONDES
COURTES
depuis 1924



Utilisée par
l'armée,
la marine,
l'aviation,
les principaux
constructeurs
et amateurs
du
monde entier

En
vente
partout

ANDRÉ SERF
CONSTRUCTEUR

127, faubourg du Temple. Paris (10^e)

Téléphone : Nord 10-17

Les nouveaux Rhéostats
et Potentiomètres

REXOR



Breveté tous pays

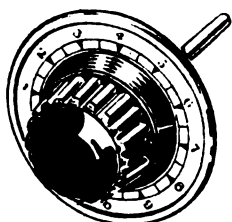
SANS FROTTEUR

*Suppriment Coupures et Crachements
Assurent un Contact parfait*

**La plus belle présentation
Le meilleur fonctionnement**

*Toute une gamme de cadrans : aluminium,
celluloid blanc et noir, enjoliveur nickelé, etc...*

Catalogue R 2 franco



GIRESS

40, Bould Jean-Jaurès
CLICHY

Téléphone : MARCADET 37-81

Amateurs...

...pour correspondre avec
le MONDE ENTIER

LE COMPTOIR GÉNÉRAL DE T. S. F.

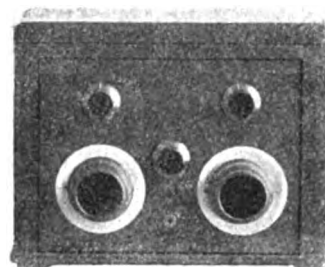
Spécialiste des ondes courtes
ÉMISSION-RÉCEPTION

vous offre son

NOUVEAU
POSTE

M. C. 18

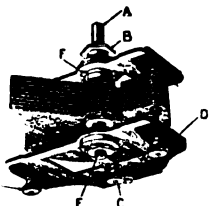
Montage
breveté



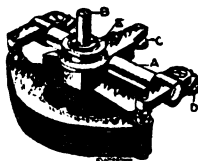
(10-
130 m.)

Comptoir Général de T.S.F.

11, Rue Cambronne, PARIS (15°)



Modernisez
votre
poste



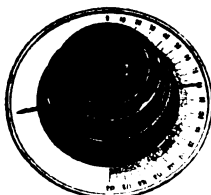
en y adaptant l'un des démultiplieurs

Lento - Ralento - Ambassador

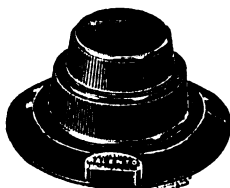
*Ils s'adaptent sans
aucune transformation*

Demandez également à votre fournisseur habituel
Les Condensateurs GRAVILLON
LES MEILLEURS - LES MOINS CHERS

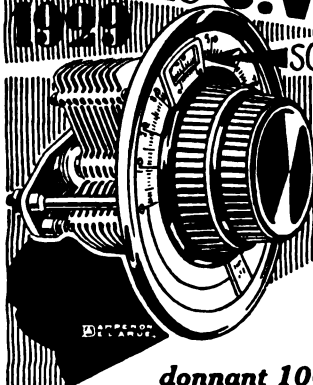
H. GRAVILLON, 74, Rue Amelot - PARIS



Catalogue
S
franco



1929 **LES C.V. TAVERNIER**
SONT A **VERNIER**



C. V.
toutes capacités
à Cadran Vernier
donnant 1000 points précis de lecture

Nouvelle Démultiplication à billes

Type du Salon
EN VENTE PARTOUT

Gros exclusivement :
71^{er}, rue François Arago, MONTREUIL (Seine)

TARIF 18, GRATUIT SUR DEMANDE

En écrivant aux Annonceurs, citez le Q S T Français et Radioélectricité Réunis

QST

FRANÇAIS

ET

ELECTRICITÉ

REUNIS

Paraissant le 1^{er} de chaque mois

ABONNEMENTS :
 France et Colonies.. .. 70 fr. par an
 Étranger.. .. 100 fr. par an

DIRECTION, ADMINISTRATION, PUBLICITÉ :
 53, rue Réaumur, PARIS (2^e)

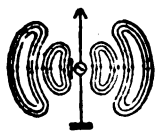
TÉLÉPHONE :
 Louvre 03-72

Directeur : Henry ÉTIENNE

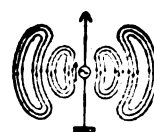
Sommaire :

Pages	Pages
La radiophonie et les phénomènes de propagation (<i>suite</i>) (Général CARTIER) 2	L'excitation d'une antenne en fonction de la direction du champ électromagnétique (<i>suite</i>) (Gustave HACK, <i>docteur ès sciences</i>) 32
Les mesures de résistance (J. GRANIER, <i>docteur ès sciences</i>).. .. 4	Causerie sur la matière (Louis LA PORTE).. .. 35
La radio aux Orcades du Sud (traduit de l'espagnol par André PLANÈS-PY, f-8EI, <i>Membre du Radio-Club Argentino</i>) .. 10	Les soupapes électrolytiques au tantale (J. PEUBE, <i>ingé- nieur E. S. E.</i>) 40
Recherches et essais sur les lampes de T. S. F. (<i>suite</i>) (A. KIRI- LOFF, <i>ingénieur radio E. S. E.</i>) 13	Les secrets de la fabrication des disques (R. LEROY, <i>ingé- nieur E. C. P.</i>) 46
La nature des oscillations d'un émetteur à lampe (<i>suite</i>) (G.-H. D'AILLY, <i>docteur ès sciences</i>) 18	Les codes météorologiques.. .. 50
Sélectivité et résonance (Y. DOUCET, <i>professeur d'Ecole normale</i>) 22	L'amplification de fréquence par transformateurs (P.-R. DYKS- TERHUIS et Y.-B.-F.-J. GROEHEVELD).. .. 55
Un ondemètre pratique (R. ALINDRET).. .. 29	Les brevets étrangers (Ch. FABER, <i>ingénieur E. C. P.</i>) 60

Reproduction interdite pour tous pays, y compris la Suède et la Norvège (Copyright by Henry Étienne, Paris).



LA RADIOPHONIE ET LES PHÉNOMÈNES DE PROPAGATION



(Suite)]

par le Général CARTIER!

■ ■ ■ ■ ■

UN lecteur de Lyon m'écrit une lettre un peu vive au sujet d'un de mes articles qu'il n'a probablement pas lu en entier et qu'il n'a, en tout cas, pas compris. « Vous niez l'évidence, me dit-il. L'*attraction* est un fait authentique : nous pouvons n'en pas comprendre les raisons, mais il ne nous est pas possible de la nier. » Mon honorable contradicteur se trompe : ce que nous pouvons constater, c'est que, dans certaines circonstances, *des corps se meuvent l'un vers l'autre*. C'est ce *mouvement* qui est le fait indéniable. Mais à priori il peut aussi bien résulter d'une attraction que les corps exerceraient l'un sur l'autre, que d'une *poussée* extérieure s'exerçant sur chacun d'eux pour le rapprocher de l'autre. Entre ces deux explications également possibles théoriquement, il y en a une que le bon sens écarte : c'est la première. On ne saurait concevoir de force attractive s'exerçant autrement que par des liaisons rigides ou articulées. De telles forces ne peuvent exister par l'intermédiaire des fluides qui remplissent les intervalles interplanétaires, pas plus que par l'intermédiaire de ceux qui composent l'atmosphère ou s'agitent entre les corps ou leurs molécules.

Donc il n'y a pas d'attraction entre les astres pas plus qu'entre les corps ou leurs molécules.

Je continue à citer mon correspondant : « Vous niez qu'il y ait en chaque point de l'espace, un champ magnétique et un champ électrique perpendiculaires entre eux. Ignorez-vous que les théories les plus modernes sont basées sur l'existence de ces deux champs, et qu'elles sont confirmées par l'accord des déductions qui en sont faites et des faits constatés ? »

Je me suis déjà expliqué là-dessus et je m'excuse d'y revenir ; mais il importe de dissiper tout malentendu.

Un *champ* se manifeste en chaque point d'un milieu fluide par une force unique caractérisée par sa *grandeur* et sa *direction*.

Cette force ne peut être qu'une poussée résultant de l'agitation moléculaire, agitation qui n'est pas symétrique dans toutes les directions et donne par suite une résultante dont la grandeur par unité de surface et la direction définissent le champ en chaque point. Cette force correspond à un *flux d'énergie* par seconde, c'est-à-dire à un mouvement d'ensemble d'une certaine masse avec une certaine vitesse.

Chaque fluide ou mélange de fluides a son champ propre :

Il y a un *champ atmosphérique* résultant de l'agitation des gaz en vapeurs qui composent l'atmosphère,

Il y a un *champ d'éther* qui produit les phénomènes d'induction,

Il y a un *champ de fluide gravifique* qui produit la gravitation et la pesanteur.

Mais il n'y a pas de *champ* électrique ni de *champ magnétique*, parce qu'il n'y a ni *fluide électrique*, ni *fluide magnétique*.

Les *phénomènes magnétiques*, comme les *phénomènes électriques*, ne se produisent que dans les intervalles moléculaires où il y a des *électrons libres*, et dans les *atomes* : ces phénomènes ont leur siège dans les *électrons libres* ou les *électrons planètes*.

Ils se propagent par l'éther, mais l'éther n'est ni électrique, ni magnétique, ni électromagnétique, pas plus qu'il n'est lumineux ou calorifique.

Je sais bien que de grands savants font état de ces champs imaginaires et aussi du *flux magnétique* qui n'existe pas davantage.

Qu'est-ce que cela prouve, sinon qu'ils se trompent ?

Dans un ouvrage récent que j'ai sous les yeux, je relève les curiosités

suivantes que je livre au bon sens des lecteurs du Q S T :

a) L'*électron* y est qualifié d'*atome d'électricité* ou de *grain d'électricité*, comme si l'électricité était autre chose qu'un *phénomène* analogue à la chaleur ou à la lumière ;

b) On y parle de *charges électriques* qu'on ne définit pas, et pour cause, et on fait état de charges qui seraient *positives* ou *négatives* sans indiquer en quoi peuvent consister ces charges et ce qui les différencie ;

c) L'*électron* y est supposé susceptible de porter une de ces charges fictives et il devient *ipso facto positif* ou *négalif* ;

d) On y rencontre aussi cet assemblage bizarre d'atomes et d'électrons libres, qu'on appelle *ion*, dont la charge électrique serait constituée par les électrons et qui est naturellement *positif* ou *négalif* suivant la nature de cette charge ;

e) On y lit qu'un électron en mouvement crée *deux champs*, un magnétique et un électrique, perpendiculaires entre eux et à la direction de l'électron ; mais on oublie de dire quel fluide est le siège de ce double champ ;

f) Il y est établi que les corpuscules cathodiques sont électrisés négativement et ne possèderaient pas d'autre inertie que celle de leur charge ;

g) On y parle d'un *magnélon* qui ne serait pas l'électron atomique planétaire, contrairement à ce qu'on aurait pu supposer ;

h) Il y est aussi question de *grain de lumière* et même de *pesanteur de la lumière*.

J'arrête là ces citations.

Qu'y a-t-il d'étonnant à ce que l'étudiant moyen soit déconcerté par ce vocabulaire fantaisiste et par ces déductions incompréhensibles ?

Descartes écrivait, il y a 300 ans : « Je me plaisais surtout aux mathématiques à cause de la certitude et de

l'évidence de leurs raisons. » Cette certitude est toujours vraie en ce qui concerne les *mathématiques pures* ; elle ne l'est plus quand il s'agit des *mathématiques appliquées* et notamment de la physique mathématique, où l'on ne se contente pas d'exprimer des faits par des formules algébriques, mais où l'on n'hésite pas à imaginer des hypothèses correspondant aux formules, presque toujours empiriques, qui représentent des phénomènes complexes, non perceptibles par nos sens et qui échappent encore à nos appareils de mesure.

Quand la physique est insuffisante, on a recours à la *métaphysique* : cette attraction mystérieuse à laquelle je fais allusion au commencement de cet article, n'est pas un phénomène physique, et je trouve inutile et dangereux d'avoir recours au surnaturel quand on est embarrassé et pour se dispenser de chercher des raisons admissibles par notre bon sens. Ce serait d'ailleurs ouvrir la voie aux discussions stériles qui ont déconsidéré les premiers philosophes. Laissez-moi à ce sujet vous citer encore Descartes : «.....Je ne dirai rien de la philosophie sinon... qu'elle a été cultivée par les plus excellents esprits qui aient vécu depuis plusieurs siècles, et que néanmoins il ne s'y trouve encore aucune chose dont on ne dispute et par conséquent qui ne soit douteuse... ».

Les résultats négatifs de la conférence de Bruxelles qui réunissait les savants les plus qualifiés du monde entier, et, où furent exposées et discutées sans conclusions les théories les plus modernes sur les phénomènes radio-électriques, montrent bien que la doctrine officielle à cet égard manque encore de bases solides et prête sérieusement le flanc à la critique.

Je reviens à mon correspondant lyonnais qui n'a pas signé sa lettre, mais qui pourrait bien être un universitaire : « Vous ne voudriez cependant pas que l'on abandonne brusquement, pour

vous plaire, un vocabulaire auquel on est habitué et des théories qui, en somme, ne sont pas aussi évidemment absurdes que vous le prétendez, puisqu'elles n'ont pas empêché notre génération de faire, dans tous les domaines et notamment dans ceux de l'atomistique et de la radio-électricité, des progrès sensationnels et des applications dont le succès est la condamnation de vos critiques. »

Je laisse aux lecteurs le soin d'apprécier la valeur de ces arguments. Je n'ai d'ailleurs pas l'intention de continuer la discussion : mes prochains articles me donneront l'occasion de revenir sur ces questions.

Mais je tiens à signaler à mon correspondant un article sans signature paru dans l'*Animateur des temps nouveaux*, au sujet des travaux de M. Auguste Lumière sur les phénomènes colloïdaux :

« Bien entendu, des recherches de cette nature se heurtent :

« A des idées préconçues ;

« A cet obstacle qu'est l'Ecole qui, pour enseigner, a une tendance à fixer la pensée ;

A cet autre obstacle encore plus grave, l'entêtement des grands professeurs qui n'admettent point d'avoir à refaire leur éducation intellectuelle et cherchent à arrêter la science à partir du moment où ils ont arrêté leurs études. »

Cet esprit conservateur est humain et je n'espère point voir la révolution scientifique qui supprimera les idées discutables ou fausses dans les manuels comme dans les cours oraux et exigera des professeurs qu'ils n'enseignent à leurs élèves que ce qui est évidemment vrai, laissant aux savants, moins impressionnables, le soin de discuter ce qui n'est que vraisemblable.

Il a fallu plusieurs siècles pour connaître le monde des corps simples, et ce n'est que récemment que nous avons pu déterminer avec précision

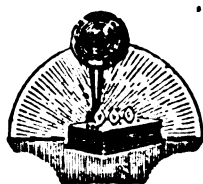
le volume, la masse et la vitesse des différentes molécules : nous ne savons pas encore comment sont groupés les atomes dans la molécule, mais nous connaissons l'architecture atomique, et le monde matériel moléculaire et atomique n'aura bientôt plus de secrets pour nous.

Depuis une cinquantaine d'années, nous avons commencé à pénétrer dans un monde plus subtil : celui de l'éther et des électrons. Nul doute que l'exploration n'en soit achevée avant longtemps.

Un troisième monde, celui du fluide gravifique, apparaît à l'horizon des chercheurs plus subtil encore que le précédent et dans lequel les ordres de grandeur sont aussi différents de ceux d'un monde de l'éther, que ces derniers le sont des grandeurs moléculaires.

Quel bouleversement n'apporterait pas dans nos conceptions du monde extérieur l'asservissement de vitesses un million de fois plus grandes que celle de la lumière, et d'éléments matériels un million de fois plus petits que l'électron ! Que deviendront alors les théories de la relativité restreinte ou généralisée ? Que restera-t-il de ces charges électriques, positives ou négatives, auxquelles on prête si généreusement des qualités incompatibles avec leur nature matérielle, les élevant au rang de ces divinités dont abusait les anciens et que nous avons renversées pour en créer d'autres aussi inadmissibles ?

La vie n'est pas une succession de catastrophes, comme le dit Anatole France, mais une succession d'explorations et de découvertes correspondant chacune à un des mondes que nous avons indiqués plus haut. Nous sommes à la fin de la première période qui a duré quelques milliers de siècles, et nous assistons au commencement de la seconde qui sera beaucoup plus courte. Mais restera-t-il encore des hommes pour la troisième ?



LES MESURES DE RÉSISTANCE

par J. GRANIER, *Docteur ès sciences*

■ ■ ■ ■ ■

PARMI toutes les mesures que l'on peut être amené à effectuer dans un laboratoire d'électricité, celle des résistances s'est certainement l'une des plus importantes ; c'est également une des plus délicates, car la définition de la « résistance » varie suivant la nature du courant et celle du circuit étudiés. Aussi, sans prétendre passer en revue toutes les méthodes qui permettent de déterminer la résistance d'un circuit, nous proposons-nous de citer les principales, en précisant les conditions dans lesquelles elles doivent être employées et l'approximation qu'elles peuvent donner.

Détermination de l'ohm

Avant de réaliser un « ohm étalon » il a été évidemment nécessaire de déterminer la résistance d'un circuit sans utiliser de résistances de comparaison ; il a fallu effectuer une « mesure absolue ». Parmi les nombreuses méthodes qui ont été proposées dans ce but, nous en choisissons une des plus simples :

Au moyen d'un accumulateur A, on fait passer un courant assez intense dans une résistance R et dans une très longue bobine B dont l'axe est perpendiculaire au plan de la figure 1. A l'intérieur de cette bobine tourne rapidement un disque métallique D, dont l'axe coïncide avec celui de la bobine, et par suite de cette rotation il se développe, entre le centre et la périphérie de ce disque, une force électromotrice d'induction de valeur HSN , H désignant le champ produit par la bobine ; S , la surface du disque et N , le nombre de tours qu'il effectue par seconde.

En reliant, d'une part, au moyen d'un galvanomètre, le centre du disque à une extrémité de la résistance R et d'autre part, un frotteur à l'autre extrémité, on oppose cette force électromotrice d'induction à la chute de tension que produit dans la résistance

R le courant principal I ; puis, en faisant varier la vitesse N , on ramène le galvanomètre dans la position d'équilibre.

En désignant par $\frac{n}{l}$ le nombre de

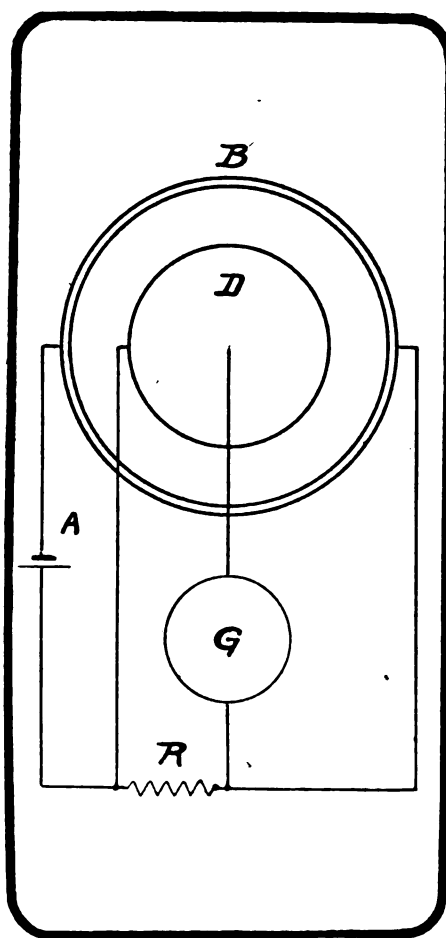


Fig. 1

spires que possède la bobine par unité de longueur, on a alors :

$$HSN = RI$$

$$\text{avec } H = 4\pi \frac{n}{l} I$$

d'où l'on tire

$$R = \frac{4\pi S N n}{l}$$

La résistance R peut ainsi être évaluée au moyen de grandeurs faciles à mesurer : nombre de spires, nombre de tours, longueurs et temps.

Réalisation de l'ohm

Le résultat obtenu par l'ensemble des mesures absolues à l'époque où ont été fixées les unités électriques est le suivant :

L'ohm est la résistance électrique à 0° d'une colonne de mercure pesant 14,4521 gr. de 106,3 cm. de longueur et de section constante (cette section est très voisine de 1 mm², mais on a préféré ne pas la préciser, car il est très difficile de mesurer des diamètres aussi faibles avec une approximation suffisante).

C'est cette valeur qui a été adoptée comme « unité pratique » de résistance.

Depuis, l'expérience a été refaite bien des fois, avec une précision de plus en plus grande, et l'on est arrivé actuellement à cette conclusion que l'ohm ainsi déterminé est légèrement supérieur (de 4 dix millièmes environ) à sa valeur théorique. Toutefois, pour ne pas bouleverser à chaque instant les unités de mesures industrielles, on convient de conserver cette valeur numérique à l'ohm étalon, de même que l'on sait très bien que le mètre étalon n'est pas exactement la dix-millionième partie du quart du méridien terrestre, de même que l'on définit encore le volt comme étant pratiquement la fraction $\frac{1.000}{1.434}$ de la force élec-

tromotrice de l'élément Latimer-Clark à 15°, alors que cette valeur est en réalité trop faible de 2 ou 3 dix millièmes. La seule conséquence qui en résulte, c'est que la loi d'Ohm appliquée sous la forme $I = \frac{E}{R}$ n'est applicable en unités pratiques qu'avec une approximation voisine du dix-millième.

Pourquoi a-t-on choisi le mercure comme élément constitutif de l'ohm

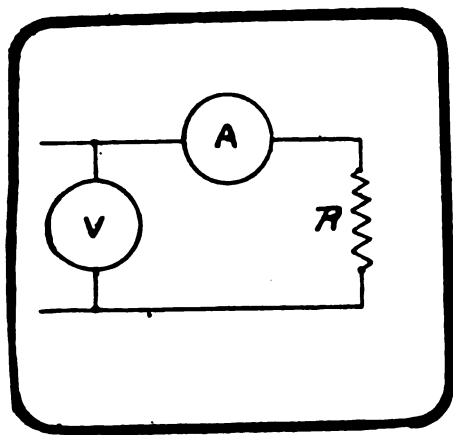


Fig. 2.

étalon ? Tout simplement parce qu'il peut être obtenu très pur par distillation et parce que, étant liquide, il n'est sujet à aucun phénomène d'écrouissage, de cristallisation, de vieillissement. Pourquoi ne l'adopte-t-on pas dans la pratique ? Parce qu'il est peu maniable et que son coefficient de température est élevé. On lui préfère des alliages, constantan, manganine ou maillechort, soigneusement recuits et vieillis, pour constituer des bobines que l'on groupe ensuite en boîtes avec lesquelles, au moyen de commutateurs on peut obtenir à volonté n'importe quelle résistance.

Lorsqu'il s'agit de faibles résistances, le fil bien isolé est directement enroulé sur des mandrins en bois, sans précautions spéciales ; mais, pour des résistances élevées, les bobines ainsi constituées présenteraient une self-inductance appréciable. On peut évidemment éviter cet inconvénient en doublant le fil avant de le bobiner, puisque le flux produit par la première moitié du fil est détruit par le flux que produit l'autre moitié ; mais, en procédant ainsi, on rapproche des portions de fil qui sont à des potentiels très différents, de sorte que l'on augmente dans de grandes proportions la capacité répartie. On obtient actuellement des résultats très satisfaisants en enroulant bien régulièrement sur une lame de mica une seule couche de fil très fin.

Pour mesurer une résistance, on détermine généralement, par un procédé ou par un autre, la tension qui existe entre ses extrémités lorsqu'elle est parcourue par un courant I . Or, pour être facilement mesurable, cette tension U ne doit pas descendre au-dessous d'une certaine limite, ce qui peut conduire à adopter des intensités de courant considérables. Comme la puissance transformée en chaleur

$\frac{U}{R}$ varie en raison inverse de R , il s'ensuit que, pour les résistances très faibles on est obligé d'imaginer un dispositif spécial pour maintenir la température constante : on place, par exemple, la résistance dans un bain de pétrole que l'on refroidit lui-même par circulation d'eau.

Encore une précaution à prendre lorsqu'il s'agit de résistances très faibles : on doit les pourvoir de quatre bornes. Deux d'entre elles, celles qui sont situées aux extrémités, permettent d'y faire passer le courant ; les deux autres, celles qui sont les plus rapprochées, servent à mesurer la chute de tension U qui correspond à une certaine longueur du conducteur. Par définition, la résistance de l'étalon est égale à $P = \frac{U}{I}$ et n'est pas nécessairement la même que si on faisait la mesure suivant la méthode ordinaire entre les deux bornes les plus rapprochées, les lignes de courant n'ayant pas, dans les deux cas, la même forme.

Boîtes de résistances

On a souvent besoin de résistances variables. La solution la plus simple, celle qui est adoptée en particulier dans les rhéostats de chauffage, consiste à employer du fil nu et à en mettre en circuit une longueur plus ou moins grande au moyen d'un contact glissant. Malheureusement, de telles résistances ne peuvent être étalonnées qu'avec une approximation insuffisante, le contact entre le frotteur et le fil se répartissant un peu au hasard entre plusieurs spires. Pour obtenir de bons résultats, il est nécessaire de réunir, dans une même boîte, des résistances étalonnées séparément et de les grouper, en série, en nombre convenable pour réaliser la résistance désirée.

Dans une première disposition, on emploie neuf bobines de 1 ohm, neuf bobines de 10 ohms, neuf bobines de 100 ohms, etc. Les lectures sont très faciles, mais le nombre de résistances est assez élevé et par suite le prix de la boîte considérable. Le plus souvent, pour réduire le nombre des résistances et le prix de revient, on adopte des valeurs correspondant à celles des boîtes de poids ; les résistances ont alors respectivement : 1, 2, 2, 5, 10, 20, 20, 50, 100, 200, 200, 500 ohms. Les lectures sont moins immédiates que dans le cas précédent, car on est obligé de faire chaque fois une addition ; pour obtenir par exemple 893 ohms, il faut mettre en circuit les résistances $500 + 200 + 100 + 50 + 20 + 20 + 2 + 1$,

tandis que, dans le premier cas, il aurait suffi de placer 3 manchettes respectivement sur les chiffres : 8 pour les centaines, 9 pour les dizaines, 3 pour les unités.

Naturellement, les différentes bobines doivent être soudées séparément aux blocs ou aux plots de prise de courant, sans quoi la résistance entre les plots extrêmes ne serait plus la somme de celles que l'on obtiendrait entre les plots intermédiaires.

Influence de la température

Lorsqu'on mesure la résistance d'un conducteur, il faut soigneusement noter sa température, car celle-ci a une influence considérable. Si pour la plupart des alliages le coefficient de température est faible, il est très important pour les métaux purs, de l'ordre de 4 millièmes en général. C'est ainsi qu'un conducteur de cuivre voit sa résistance doubler lorsqu'on le porte de 0° à 250° . La résistance d'une lampe à incandescence est plusieurs fois plus grande à chaud qu'à froid. Quand, au lieu d'élever la température, on l'abaisse, la résistance diminue et même, si on atteint des températures très basses, la résistance peut presque s'annuler, le métal devenant supraconducteur ; c'est ainsi qu'en plongeant un circuit de plomb dans de l'hélium liquide et en y créant un courant, celui-ci peut subsister plusieurs jours après la suppression de toute force électromotrice, simplement parce que la dissipation d'énergie par effet Joule est insignifiante. Sans atteindre des températures aussi extrêmes, on peut avoir quelquefois entre la température d'un laboratoire et celle de l'extérieur des différences d'une quinzaine de degrés, qui seraient susceptibles, si l'on n'en tenait pas compte, d'introduire des erreurs voisines de 5 %.

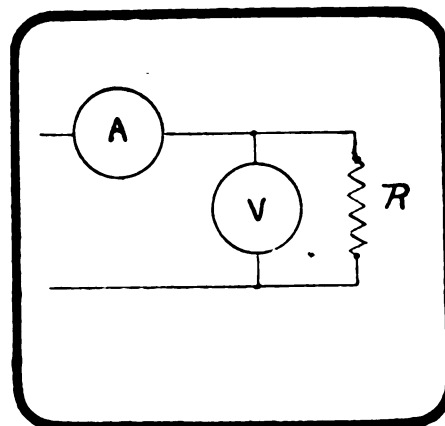


Fig. 3

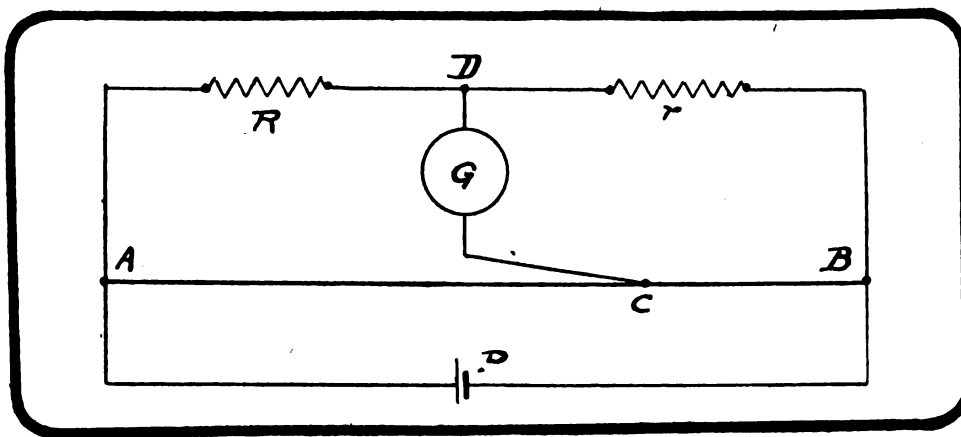


Fig. 4.

Résistances moyennes) Voltmètre et ampèremètre

Pour mesurer une résistance, il suffit, en principe, de l'alimenter sous une tension connue U et d'observer les indications d'un ampèremètre monté en série avec elle. On a $R = \frac{U}{I}$.

Toutefois, un certain nombre de précautions sont à prendre; en particulier, il faut faire attention à la consommation des appareils de mesure. Ainsi, dans le schéma de la figure 2, les indications de l'ampèremètre sont évidemment exactes, mais ce que donne le voltmètre, ce n'est pas la tension aux bornes de la résistance, c'est la tension aux bornes de l'ensemble résistance + ampèremètre. La résistance R obtenue en divisant l'une par l'autre les indications des appareils sera un peu trop forte; il faudra en toute rigueur en retrancher la résistance de l'ampèremètre.

Pour que les indications du voltmètre soient rigoureuses, on peut changer de schéma et utiliser celui de la figure 3. Mais alors c'est l'intensité que l'on ne connaît pas exactement, l'ampèremètre indiquant, outre le courant qui passe dans la résistance, celui qui traverse le voltmètre.

Suivant la valeur de la résistance à mesurer et les caractéristiques des appareils de mesure, on devra donc choisir tantôt le schéma 2, tantôt le schéma 3, le premier convenant en principe pour les résistances élevées, le second pour les résistances faibles. On peut d'ailleurs faire facilement les corrections nécessaires ou encore court-circuiter l'ampèremètre au moment de la lecture du voltmètre (2^e schéma) et déconnecter le voltmètre au moment de la lecture de l'ampèremètre (3^e schéma).

Méthode de zéro Pont de Wheatstone

La méthode précédente présente un certain nombre d'inconvénients. D'abord, elle ne permet qu'une précision relativement faible, les appareils de mesure à lecture directe ayant besoin d'être étalonnés assez souvent et leur lecture étant délicate si l'on se trouve au début de la graduation. Ensuite, si l'on veut pouvoir mesurer des résistances de valeur quelconque, de quelques microhms à quelques mégohms, il faut posséder un nombre très considérable d'appareils de mesure. Tous ces inconvénients disparaissent lorsqu'on utilise une méthode de zéro, celle du pont de Wheatstone par exemple.

Sous sa forme la plus simple, le pont de Wheatstone comprend un fil AB sur lequel se déplace un curseur C, une résistance étalon R , la résistance inconnue r , une pile P et un galvanomètre G , reliés comme l'indique la figure 4. Pour effectuer une mesure, on déplace le curseur jusqu'à ce que le galvanomètre ne soit traversé par aucun courant, la résistance r s'en déduit par une simple règle de trois.

Supposons, par exemple, que la résistance étalon R soit de 100 ohms et que le galvanomètre cesse de bouger lorsque la distance AC est de 80 cm., la longueur totale AB étant de 1 mètre. La portion CB du fil étant 4 fois plus courte que la portion CA, est 4 fois moins résistante; puisqu'elles sont traversées toutes deux par le même courant, elle absorbe 4 fois moins de tension. Le potentiel étant le même en C et en D, puisque le galvanomètre ne bouge pas, c'est donc que la résistance cherchée r absorbe 4 fois moins de tension que la résistance étalon R ; c'est donc

qu'elle est 4 fois plus faible, qu'elle vaut 25 ohms.

La condition d'équilibre est indépendante de la résistance du galvanomètre et de la tension donnée par la pile; on peut donc choisir ces deux quantités, de manière à obtenir la sensibilité désirée. Quoique l'on jouisse d'une liberté assez grande pour le montage du pont, on devra autant que possible choisir, pour les quatre bras du pont et le galvanomètre, des résistances du même ordre de grandeur; quant à la tension de la pile, elle pourra être assez forte si les résistances sont élevées, mais la plupart du temps on pourra se contenter de 1 ou 2 volts; il n'est d'ailleurs pas nécessaire qu'elle soit bien constante.

Galvanomètre différentiel

On réalise aisément une méthode de zéro analogue à la précédente au moyen d'un galvanomètre différentiel, c'est-à-dire un galvanomètre qui possède deux bobines identiques agissant en opposition. On peut, par exemple, alimenter, par une même pile P , les deux bobines en intercalant dans l'un des circuits C la résistance inconnue r , dans l'autre, C' , une résistance étalon variable R . Quand le galvanomètre restera dans sa position d'équilibre, c'est évidemment que les deux résistances sont égales.

Ce montage est le plus simple, mais on peut en imaginer bien d'autres mieux adaptés à la mesure de résistances très élevées ou très faibles, par exemple en shuntant l'un des circuits ou en mettant en série avec lui de fortes résistances; nous n'insistons pas.

Résistance très faible

Ampermètre à shunt

Si l'on essaie de mesurer par les méthodes précédentes des résistances très faibles, de l'ordre de quelques

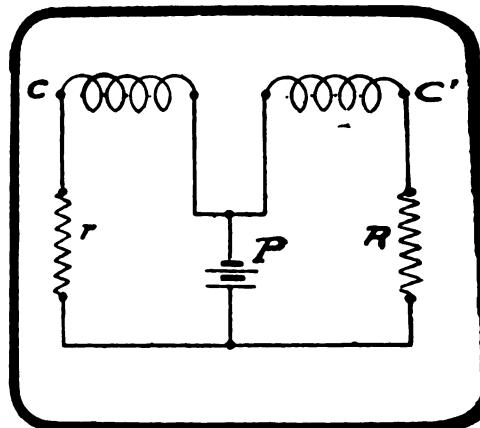


Fig. 5.

centièmes d'ohm, on se rend compte immédiatement que les résistances de contact faussent complètement les résultats de la mesure. Il convient donc d'utiliser un procédé permettant d'éliminer ces résistances parasites et on y arrive d'ailleurs facilement.

Proposons-nous, par exemple, de déterminer la résistivité du cuivre. Nous pouvons évidemment employer les méthodes ordinaires et constituer une résistance en fil de cuivre de 1 mètre de long et d'une résistance de 50 ohms ; seulement, un tel fil aura un diamètre de 2 centièmes de millimètre environ et, lorsque nous voudrions mesurer celui-ci, nous ne pourrions le faire qu'avec une erreur considérable. Nous obtiendrons bien dans la formule

$$\rho = R \times \frac{s}{l}$$

les valeurs de R et de l avec une précision suffisante, mais le diamètre ne sera connu qu'avec une approximation de 20 %, ce qui nous donnera pour s et l une erreur qui pourra atteindre 40 % ; l'opération aura été mal conduite.

Choisissons, au contraire, une tige de cuivre de 2 cm. de diamètre et de 1 mètre de longueur ; la section pourra cette fois être déterminée avec une précision suffisante, mais nous devons changer de méthode pour mesurer la résistance, car celle-ci sera à peine de 5 millièmes d'ohm. Pour la déterminer, nous mettrons cette tige, munie de quatre bornes, en série avec un ampèremètre à shunt (calibre 10 ampères) et nous la ferons parcourir par un courant de quelques ampères (fig. 6). Les cordons de l'ampèremètre A étant réunis au shunt S , nous lisons sur l'appareil une certaine déviation, 60 par exemple ; en transportant les cordons sur la tige de cuivre T , nous lisons une autre déviation : 75, pour fixer les idées. L'appareil de mesure servant ici de voltmètre et la déviation étant $\frac{5}{4}$ fois plus grande pour la tige de cuivre que pour le shunt, c'est que le rapport des résistances est de $\frac{5}{4}$; le shunt ayant une résistance de 4 millièmes d'ohm (c'est écrit dessus), la tige de cuivre a une résistance de 0,005 ohm, avec une précision de l'ordre de 1 %.

Dans un laboratoire, on pourra mesurer des résistances encore plus faibles en remplaçant l'ampèremètre par un galvanomètre, qui est beaucoup plus sensible. On se rend compte que le courant qui passe dans l'appareil

de mesure étant négligeable, les résistances de contact n'interviennent pas.

Résistance très faible. Pont double

Il est nécessaire, dans certains cas, d'obtenir une précision supérieure au centième ; une méthode de zéro s'impose alors et l'on est amené à utiliser un pont double dont le schéma est représenté sur la figure 7.

La résistance étalon R et le conducteur à étudier r portant des prises de tension A, B, C, D , sont montés en série et parcourus par un courant assez intense I fourni par un élément d'accumulateur. Quatre boîtes de résistance M, N, P, Q , deux par deux en série, sont reliées aux prises A, B, C, D et un galvanomètre sensible G est connecté entre les deux points milieu. On règle les résistances de ce pont de telle manière que le galvanomètre ne bouge pas lorsqu'on ferme l'interrupteur qui est intercalé dans son circuit, tout en maintenant la condition

$$\frac{M}{N} = \frac{P}{Q}$$

La résistance inconnue r peut alors être calculée. En effet, désignons par i le courant qui passe dans les résistances M et N , par i' celui qui traverse les résistances P et Q . Les tensions entre les extrémités du galvanomètre d'une part, les prises A et D d'autre part sont :

$$M i, N i, R I + P i', r I + Q i'$$

Et comme le galvanomètre ne bouge pas on a la relation.

$$\frac{M i}{N i} = \frac{R I + P i'}{r I + Q i'}$$

qui devient, en tenant compte du rapport qui existe entre M, N, P et Q :

$$\frac{M}{N} = \frac{P}{Q} = \frac{R}{r}$$

Pour effectuer la mesure, on peut évidemment laisser fixes les rapports $\frac{M}{N}$ et $\frac{P}{Q}$ et faire varier l'étalon R . On peut également laisser R fixe et faire varier les rapports $\frac{M}{N}$ et $\frac{P}{Q}$ soit au moyen de deux fils homogènes pourvus de curseurs, soit avec des boîtes de résistance jumelées pourvues de commutateurs doubles. L'essentiel, c'est que les résistances M, N, P, Q soient assez importantes pour que les deux courants dérivés soient faibles vis-à-vis du courant principal.

Résistance élevée

Voltmètre de résistance connue

Pour mesurer des résistances élevées, de l'ordre de quelques milliers d'ohms, par la méthode du voltmètre et de l'ampèremètre, il faut posséder un milliampèremètre assez sensible. Si l'on n'en a pas sous la main, on peut aisément s'en passer en se rappelant qu'un voltmètre n'est pas autre chose qu'un milliampèremètre mis en série avec une résistance élevée. Voici comment on procède :

Sur un réseau de distribution on branche en série la résistance r à mesurer et le voltmètre ; on lit dans ces conditions une tension u . On supprime ensuite la résistance r en mettant directement en communication avec le réseau le voltmètre, qui indique alors la tension U . Si l'on désigne par R la résistance du voltmètre (qui est généralement indiquée sur son cadran), on a :

$$r = R \frac{U - u}{u}$$

Résistance très élevée. Ohmmètre

Pour des résistances très élevées, la méthode précédente ne convient plus. On utilise alors soit un ohmmètre

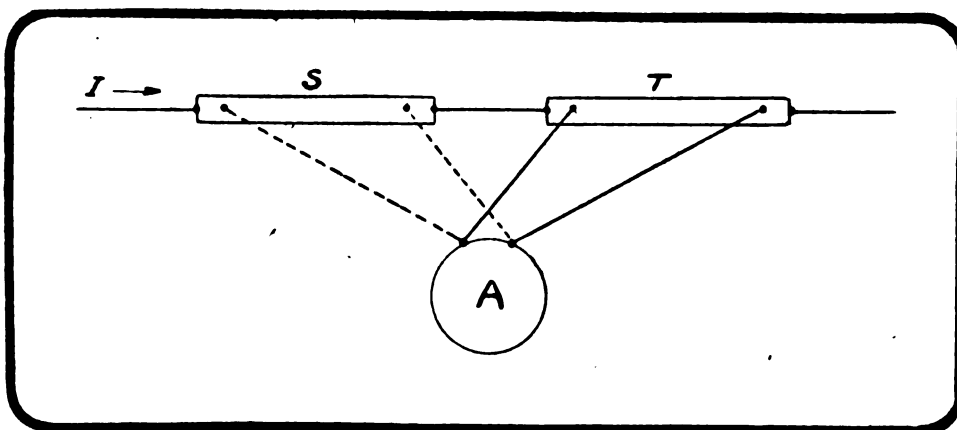


Fig. 6.

ou une lampe à néon quand il s'agit de mesures industrielles, soit un galvanomètre sensible, un balistique ou un électromètre si l'on opère dans un laboratoire.

Les ohmmètres industriels comportent un aimant permanent dans le champ duquel se meut un équipement constitué par deux cadres rectangulaires et suspendu par un fil sans torsion (fig. 8). Ces deux cadres C et C' sont alimentés par une source quelconque de courant P, l'un directement, l'autre à travers la résistance r à mesurer. Pendant le fonctionnement de l'appareil, chacun des cadres cherche à se mettre en croix avec le champ magnétique; mais, comme ils sont liés l'un à l'autre, l'ensemble prend finalement une position intermédiaire qui dépend du rapport des intensités, c'est-à-dire de la résistance r qui est intercalée dans l'un des circuits. Cette position est indépendante de la tension appliquée, puisque les deux cadres sont alimentés par la même source, de sorte que le cadran peut être gradué directement en ohms.

Des shunts placés sur l'un des cadres ou des résistances mises en série avec l'autre peuvent faire varier

la sensibilité dans les limites que l'on désire. En général, la source de courant est une magnéto manœuvrée à la main. Les ohmmètres sont particulièrement employés pour la vérification de l'isolement des installations électriques.

Résistance très élevée

Lampe au néon

La lampe au néon associée avec un condensateur permet une mesure particulièrement facile des résistances de quelques mégohms utilisées en T. S. F. comme résistances de fuite. Le montage est simple : on met en dérivation la lampe au néon L sur le condensateur G, et on alimente ensuite l'ensemble sous 110 volts, à travers la résistance inconnue r . La lampe au néon présente ceci de particulier qu'elle ne laisse passer absolument aucun courant tant que la tension à ses bornes est nettement inférieure à la tension normale d'utilisation; les phénomènes qui se produisent sont dès lors faciles à comprendre. Quand on applique la tension, le condensateur se charge lentement à

travers la résistance r , la lampe n'ayant d'abord aucune influence. La tension aux bornes du condensateur augmente donc peu à peu, et il arrive un moment où elle devient égale à la tension d'amorçage de la lampe; celle-ci s'allume alors brusquement et, comme lorsqu'elle est déjà ionisée elle laisse passer le courant assez facilement, le condensateur se décharge en grande partie; la lampe s'éteint alors et les phénomènes recommencent suivant le même rythme, la lampe s'allumant périodiquement pour donner des éclairs très brefs séparés par des extinctions relativement longues. De quoi dépend l'intervalle qui sépare deux éclairs consécutifs? Tout d'abord de la résistance : plus la résistance est grande, plus le condensateur se charge lentement. Ensuite de la capacité : plus elle est grande, plus il faut de temps pour que la charge qui s'écoule à travers la résistance augmente d'une quantité suffisante la tension à ses bornes. La fréquence des éclairs dépend donc du produit Cr et lui est proportionnel. Il suffira donc de compter le nombre d'éclairs qui se produisent par minute lorsqu'on utilise une résistance étalon de 1 mégohm; si, lorsque la résistance r est en circuit, il s'en produit 3 fois moins, c'est qu'elle est de 3 mégohms; s'il s'en produit 2 fois plus, c'est qu'elle est de 500.000 ohms.

La capacité à utiliser est de l'ordre de 1 microfarad; on peut d'ailleurs la faire varier au cours de l'expérience pour modifier la sensibilité.

Résistance très élevée

Méthode de comparaison au galvanomètre

Dans les laboratoires, on possède des galvanomètres très sensibles; aussi, peut-on s'en servir pour mesurer le courant qui passe à travers des résistances très élevées alimentées sous une centaine de volts.

On fait d'abord l'opération avec une résistance inconnue r et l'on observe une déviation α sous une tension U . Pour étalonner ensuite l'appareil, on remplace la résistance inconnue par une résistance de 1 mégohm, et, comme dans ces conditions l'appareil serait trop sensible, on le shunte m fois et l'on opère sous une tension plus faible u . On lit la nouvelle déviation α' et l'on a :

$$r = 1 \times m \times \frac{\alpha'}{\alpha} \times \frac{U}{u}$$

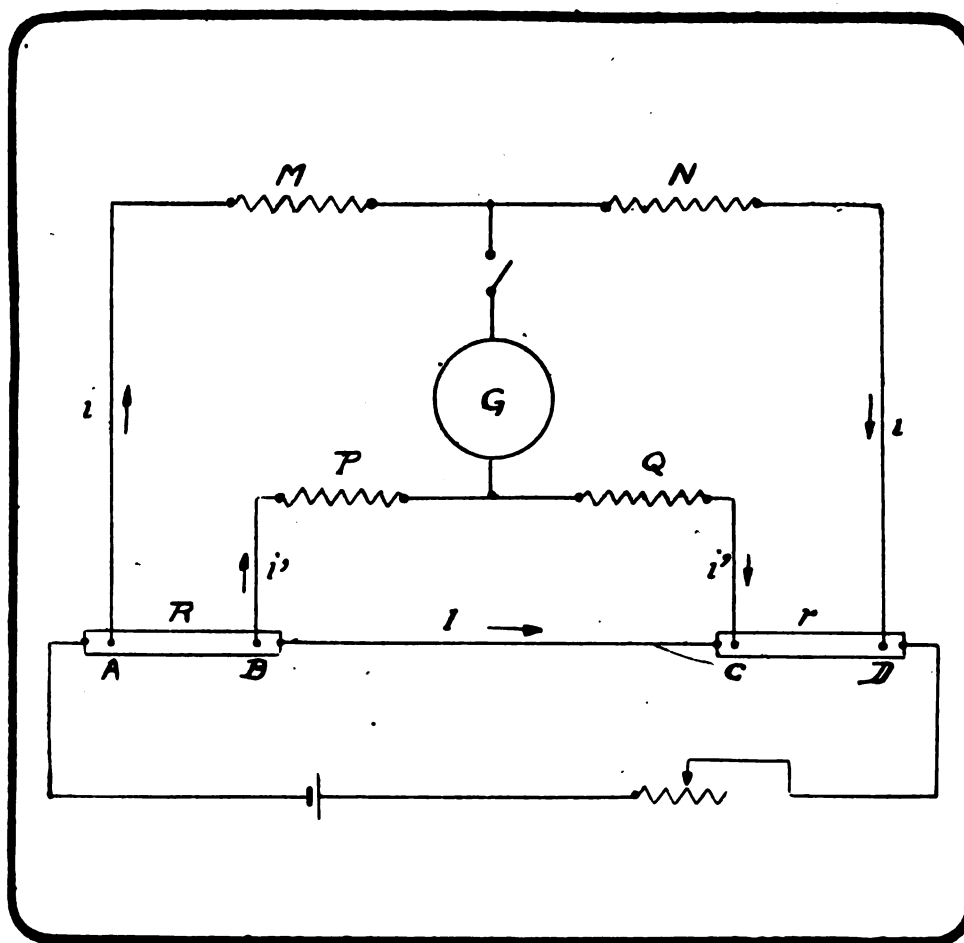


Fig. 7

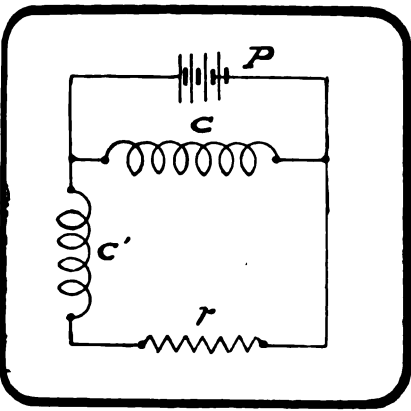


Fig. 8

Résistance très élevée

Méthode de la perte de charge

Pour des résistances extrêmement élevées, on peut être limité par la sensibilité du galvanomètre. On tourne alors la difficulté en utilisant un condensateur.

La résistance inconnue r est mise en parallèle avec un condensateur de capacité convenable C et cet ensemble est d'abord chargé sous la tension U , puis déconnecté. Le condensateur se décharge alors progressivement à travers la résistance r , de sorte qu'au bout d'un certain temps t la tension entre ses armatures se trouve réduite à u .

Le courant de décharge n'est pas constant, puisque la tension diminue peu à peu, mais il est facile de déterminer la loi suivant laquelle varie cette tension. Écrivons, en effet, que la diminution de charge $-Cdu$ correspondant à un intervalle de temps

très court dt provient du courant $\frac{u}{r}$ qui traverse la résistance; nous obtenons la relation

$$-Cdu = \frac{u}{r} dt, \text{ d'où } = \frac{t}{C \log \frac{U}{u}}$$

Pour connaître r , il suffit donc de mesurer la durée de l'expérience et de déterminer U et u . Un voltmètre est évidemment inutilisable dans ces conditions, mais un électromètre convient très bien. On peut aussi, et c'est ce que l'on fait le plus souvent, employer un balistique dans lequel on décharge le condensateur au début et à la fin de l'expérience.

Il est à remarquer que dans cette méthode on n'a pas besoin de résistance étalon de comparaison.

- Résistance très élevée

Electromètre

Enfin, puisque pour mesurer une résistance élevée il suffit d'un galvanomètre très sensible, on peut utiliser, dans ce but, un voltmètre amplificateur ou un électromètre fonctionnant sur shunt.

On mettra en série une résistance étalon et la résistance à mesurer, puis on connectera l'électromètre aux bornes de chacune d'elles; le rapport des tensions sera égal au rapport des résistances.

Et même, pour des résistances extraordinairement élevées, on pourra supprimer toute résistance de comparaison et brancher directement la

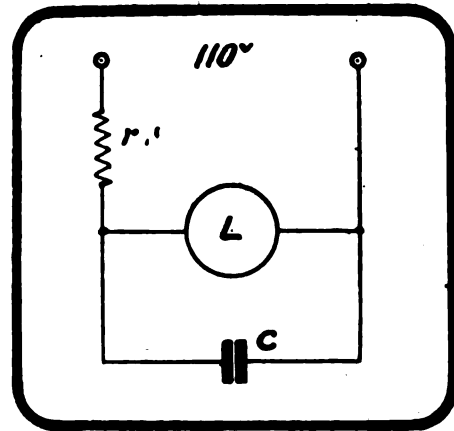
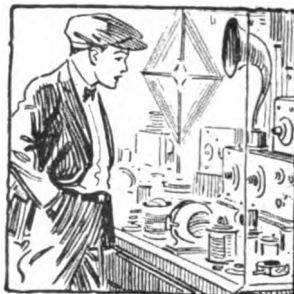


Fig. 9

résistance à mesurer entre la source de courant et l'électromètre; la déviation de celui-ci ne sera pas instantanée, car sa capacité n'est pas nulle, et il suffira de déterminer la vitesse avec laquelle se déplace l'aiguille pour déterminer la résistance.

Conclusion

On voit qu'il ne manque pas de méthodes pour déterminer une résistance. Nous n'avons indiqué que les plus importantes, et pourtant nous sommes loin d'avoir épuisé le sujet, car nous n'avons parlé que des résistances quelconques sans préciser leur nature. Il nous reste maintenant à indiquer comment on doit opérer pour les résistances de liquides, de piles, de galvanomètres, de bobines en courant alternatif de basse ou haute fréquence. Ce sera l'objet d'un prochain article.



LA RADIO AUX ORCADES DU SUD

Traduit de l'espagnol par André PLANÈS PY f-8EI, *membre du Radio-Club argentin*

■ ■ ■ ■ ■

Quelques revues argentines ont donné, durant les derniers mois écoulés, quelques relations sur la vie de la mission météorologique envoyée chaque année aux îles Orcades. Ces isolés trouvent, dans la T. S. F., avec un réconfort moral, une distraction et en même temps un secours moral; grâce à elle, ils sont reliés au monde civilisé.

Nous ne croyons pas mieux faire que de traduire intégralement les textes argentins que nous avons sous les yeux.

A. P. P.

Dans les glaces des îles Orcades

La radiocommunication à la partie la plus australe du globe (*Radio Revista*, n° 112. Buenos-Aires).

Quoiqu'il ait été dit et écrit beaucoup de choses sur les Orcades du Sud (1), nos lecteurs n'ont sûrement pas encore une notion exacte de ce qu'est, en réalité, la vie dans de telles solitudes. La plume du narrateur le plus habile et le plus expérimenté est, du reste, impuissante à exprimer fidèlement les sensations multiples que ressentent ceux qui doivent rester plus d'un an enterrés dans les glaces, ayant perdu tout contact avec le monde, ignorés de tout et de tous.

La commission de 1927. — La commission scientifique de 1927 fut placée sous le commandement de Sr. José M. Moneta, jeune et distingué météorologue, et de Sr. Miguel-Angel Jaramillo, journaliste détaché, qui nous ont communiqué les détails relatés ci-après.

La principale préoccupation de Sr. Moneta, qui déjà avait fait partie de deux expéditions antérieures, a été l'installation rapide des appareils radiotélégraphiques qui devaient permettre la liaison avec la métropole et même le monde entier, durant les longs mois de reclusion.

(1) Les Orcades australes, Nouvelles Orcades ou Orcades méridionales, archipel de la région antarctique, un peu au nord du 60° degré, découvert en 1819 (ou 1823 selon d'autres auteurs). Deux îles principales : Coronacion (point culminant : 645 mètres) et Laurie (941 mètres). Ne pas confondre avec l'archipel des Orcades (en anglais Orkneys), connu des Romains, groupe de cinquante-six îles et ilots à l'extrémité septentrionale de l'Ecosse et comprenant, outre l'île Centrale, les Orcades du Sud.

Ce n'était certainement pas chose facile, ainsi que put le constater Sr. Emilio Baldoni, radiotélégraphiste de la commission, sur lequel retomba la plus grande responsabilité. Une volonté tenace et l'espoir du succès final les aidèrent cependant à triompher de toutes les difficultés dues en grande partie aux faibles ressources dont disposait le *Tijuca*, voilier qui les avait amenés.

Amateurs forcés. — Le nombre de stations émettrices dans notre capitale (1) a diffusé rapidement la radio dans le public. Aux Orcades, sauf de fréquentes tempêtes, aucun événement ne trouble le calme des explorateurs. La radio est et fut en conséquence l'unique trait d'union avec le reste du monde, qui ignorait les six Argentins que le gouvernement détachait dans ces régions désolées, l'unique distraction de ces modernes Robinson Crusoe, dans leurs longues et interminables heures de solitude absolue. Ceux-ci la considéraient autrement qu'un « B.C.L. » de Buenos-Aires...

La radio fut une véritable providence pour le personnel de l'expédition : elle le réconforta dans les moments de découragement, leur apporta les nouvelles du lointain foyer, leur fit entendre dans les déserts glacés les voix de leur mère, de leur frère ou de leur fiancée.

L'installation du pylône. — La basse température qui règne aux Orcades et qui, selon les époques, varie entre -10 et -39 degrés, opposa un obstacle sérieux à l'installation du pylône, dont le poids total était de 2.000 kilos environ. Tous les

membres de l'expédition, sous la direction technique du radiotélégraphiste Baldoni, unirent leurs efforts pour que la station fût rapidement montée et à la bonne volonté et au travail de tous est dû le brillant résultat obtenu. Le froid apporta, en effet, une gêne constante et continuelle, à tel point que la pose d'un seul fil était considérée comme un véritable exploit. Toutes ces cinq minutes, les explorateurs devaient interrompre leur travail, les doigts glacés refusant tout service. Finalement, toutes les difficultés étaient surmontées et les solitaires habitants des Orcades purent entendre l'appel des lointaines stations de la capitale.

« Îles Orcades !... Îles Orcades !... »

Le SOS, le plus angoissant ne peut étonner plus que ce simple appel qui, émané de Buenos-Aires, traversait la tumultueuse cité et, par-dessus les plaines fertiles de la Pampa et les rocs de la Patagonie, touchait le point le plus austral du globe, pour la première fois dans l'histoire de la T. S. F.

Plusieurs stations de la capitale firent des émissions spéciales pour les habitants des « glaces du Sud » ; les mères des explorateurs firent arriver jusqu'à eux leurs paroles de tendresse, de réconfort et d'amour ; des programmes musicaux spéciaux furent exécutés et les dernières nouvelles communiquées. Durant un an, ces isolés se sentirent moins seuls, moins désemparés, en un mot, plus forts pour résister aux attaques continues d'une nature hostile. La radio fit un miracle.

Le but scientifique de l'expédition. — Le ministre de l'Agriculture, qui envoie, chaque année, une commission

(1) Buenos-Aires.

à l'observatoire des Orcades du Sud, afin que celle-ci puisse lui communiquer des informations météorologiques et magnétiques qui, dans un pays agricole comme le nôtre, sont une véritable nécessité, informations qui en outre sont transmises en France,

lorsque la station terminée fut en état de recevoir et de transmettre des messages; de continuelles tempêtes et de violents ouragans obligèrent, presque tous les jours, les explorateurs à débayer la neige... et cette tâche fut souvent effectuée avec une tempé-

La vie des explorateurs. — La malheureuse aventure du général Nobile vient de remettre d'actualité toutes les questions arctiques et antarctiques. Les souffrances endurées par l'explorateur italien et ses compagnons se comprennent mieux lorsqu'on connaît

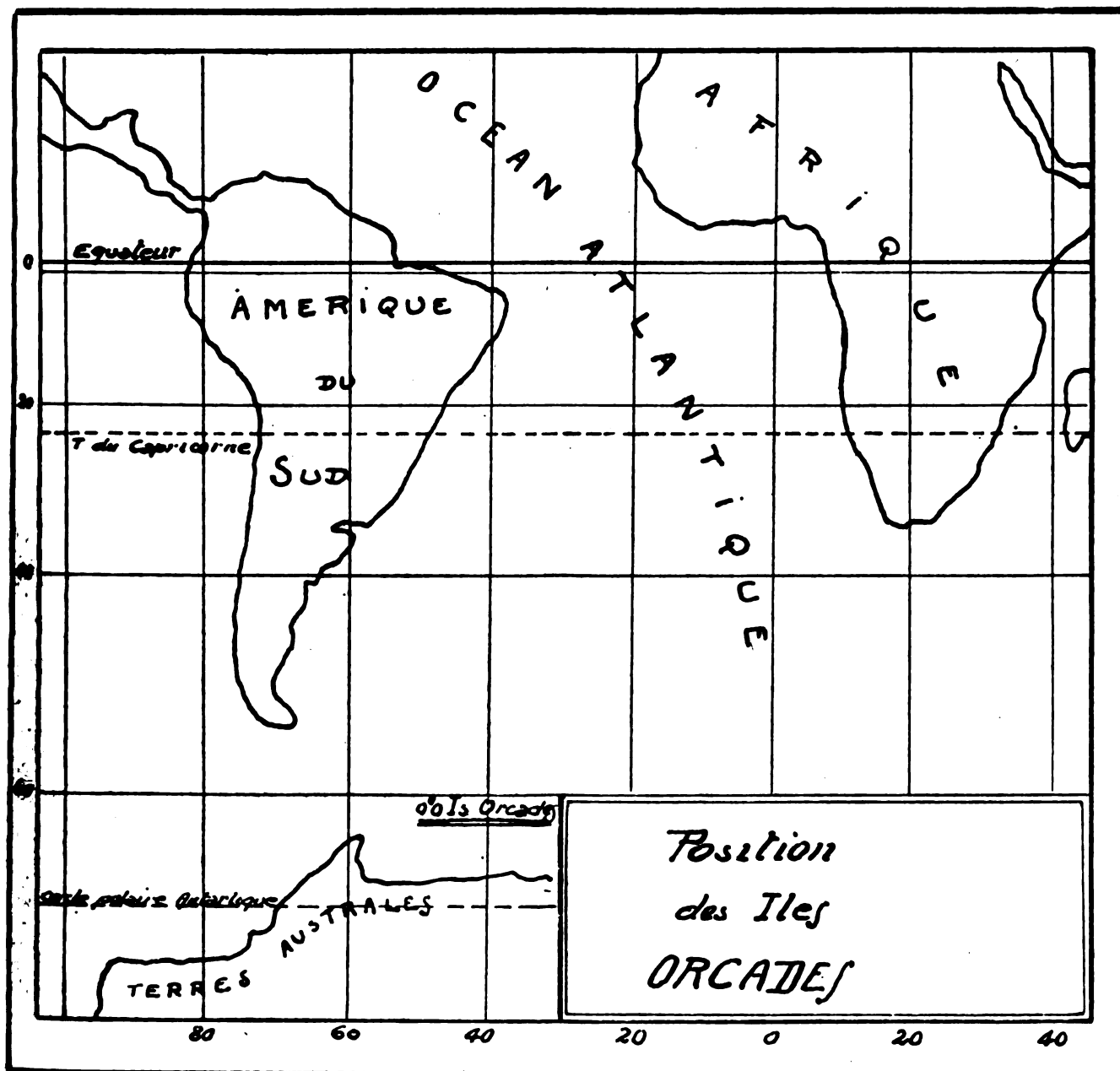


Fig. 1.

centre mondial d'informations météorologiques, vit ainsi le fonctionnement de ce service grandement facilité.

Dès l'établissement de la station de T. S. F., les communications s'effectuèrent normalement, et même, à ce jour, l'expédition qui eut l'honneur et la gloire d'avoir obtenu un tel résultat étant relevée, les messages antarctiques arrivent journellement pour le plus grand bien de la science.

L'entretien de l'installation. — Toutes les difficultés n'étaient pas vaincues

rature de 30 degrés au-dessous de zéro ! Les fils devaient être descendus et débarrassés de la glace qui les recouvrait.

Baldoni, notamment, dut se sacrifier entièrement à la conservation et à la bonne marche de la station : il n'eut pas un seul moment de repos et, par cela même, eut le privilège d'être relativement favorisé, car le travail, on le sait, est le meilleur remède contre le découragement né de l'ennui.

les périls et la solitude des Iles Orcades.

La vie aux Orcades est terrible, et l'un des membres nous disait : « On peut admirer ceux qui sont restés un an aux Orcades, mais que dire de celui qui, après un pareil séjour, accepte d'y revenir ? J.-M. Moneta fit trois fois le voyage... »

Si la radio fut la principale occupation de l'expédition, celle-ci trouva une saine distraction en tournant un film dont l'exécution avait été confiée au chef de la mission par la marque

ationale *Valle* et dont le titre est : *Dans les glaces des îles Orcades*. La valeur documentaire et artistique de cette pellicule est à signaler.

Que dire de plus sur les courageux Argentins qui se sacrifiaient pour la science, pour leur pays, modestement, comme s'ils eussent effectué la chose la plus naturelle du monde, qui affrontèrent toutes sortes de dangers, supportèrent toutes les privations, ne voyant comme créatures vivantes que quelques rares pingouins et phoques? Ceci prouve que notre jeunesse n'est pas représentée uniquement par d'inutiles snobs, mais compte aussi des individus énergiques et tenaces auxquels le pays doit une admiration entière.

• J.-M. Moneta, M.-A. Jaramillo, E. Baldoni, M.-P. Casariego, L. Fallico, membres de la commission scientifique argentine de 1927, détachés par le ministre de l'Agriculture à l'observatoire des îles Orcades, ont droit à la reconnaissance de leurs compatriotes !

La radio aux Orcades du Sud

Retour d'Emilio Baldoni (*Revista telegrafica*, n° 188).

Un radiotélégraphiste qui revient, après quatorze mois d'isolement dans les glaces, sur une petite île située près du cercle polaire antarctique, à 60° 50' de latitude sud, doit avoir beaucoup à raconter, car il est facile de supposer que le vaillant explorateur n'a eu d'autre distraction que la radio durant ce long hivernage.

Emilio Baldoni, sous-officier de la marine argentine, revint à Buenos-Aires, après avoir fait partie du personnel réduit que le gouvernement détache annuellement à l'observatoire des îles Orcades.

Nous trouvâmes Baldoni fort satisfait de son séjour antarctique : il a, du reste, la conviction que les radiotélégraphistes sont nés pour le sacrifice et qu'ils accomplissent leur mission avec stoïcisme, humblement, sans attendre d'autre récompense que leur satisfaction personnelle.

« Que voulez-vous que je vous raconte d'extraordinaire s'il ne m'est rien arrivé ? nous dit-il simplement. Lorsqu'on m'offrit d'accompagner la mission scientifique qui devait séjourner un an dans les glaces, je savais quel sacrifice je faisais et j'étais préparé aux souffrances que me réserveraient la température extrêmement

basse, l'isolement total et la solitude absolue. Tout cela est arrivé. J'ai la satisfaction intime d'avoir installé la radio dans cette petite partie de notre territoire, d'avoir procuré à mes compagnons des heures agréables et d'avoir été au courant des événements qui se succédaient dans le monde civilisé.

— Receviez-vous bien les broadcastings et les amateurs ? lui demandons-nous.

— Les broadcastings du Sud Américain et surtout ceux du Brésil nous arrivaient parfaitement, ainsi qu'un grand nombre d'amateurs. Sur ondes courtes, c'était une véritable « salade » ! Nous étions gênés — la nuit spécialement — par de fortes décharges atmosphériques. Il faut avoir été isolé du monde pendant autant de mois pour apprécier la valeur incomparable de la radiocommunication. Il est impossible de décrire la joie immense qui nous envahit lorsqu'il nous fut donné d'entendre la voix des êtres chers par l'intermédiaire de LOT. Je plains sincèrement les membres des expéditions antérieures qui n'avaient pas la T. S. F. à leur disposition !

— Que faisiez-vous en dehors de votre travail de radiotélégraphiste ?

— Nous nous divertissions, nous répond-il, comme il est possible de se divertir là-bas... chassant le phoque, recherchant des œufs de pingouin, faisant du ski, etc., et aussi après quelque temps, regardant sur le calendrier le nombre de jours qui nous séparaient de la date du retour !...

— Y retourneriez-vous ?

— Pourquoi pas ? mais sans enthousiasme pour moi. Une fois que l'on connaît une chose, l'attrait qu'elle vous inspirait disparaît en partie. Maintenant, la radio qui était le but principal de mon voyage fonctionne parfaitement. Nous partîmes de Buenos-Aires le 27 novembre 1926 et, dès l'arrivée aux Orcades, j'entreprenais, avec mes compagnons, l'installation des moteurs, des appareils et de l'antenne. Le 30 mars, je communiquais avec *Ushuala-Lik* (succès que nous célébrâmes du reste dignement !) et, le 2 mai, avec Buenos-Aires. La station a une puissance de 1 kilowatt et l'alimentation est fournie par une dynamo entraînée par un moteur Otto de 5 HP. Son indicatif est LRT. L'antenne comprend deux fils de 100 mètres de long, orientés est-ouest, tendue entre un pylône de 12 mètres et un rocher de 100 mètres

de haut. La longueur d'onde était de 900 à 1.500 mètres (1).

Nous remercions Baldoni et nous insistons pour qu'il écrive en détail, dans les pages de la *Revista telegrafica*, ses observations et ses expériences. Après quelques hésitations, il accepte. Nous commencerons donc prochainement la publication de son récit détaillé (2).

Emilio Baldoni est un technicien doublé d'un expérimentateur averti. Il entra, en 1915, à l'école des mécaniciens de la marine et, ses études terminées, cinq ans après, dut à ses excellentes notes d'être envoyé en Allemagne, pour perfectionner ses connaissances en matière de radiotélégraphie. Il fit un stage de trois ans à la Telefunken et à son retour reprit son service dans la marine.

Comme il n'y avait pas de station de T. S. F. aux Orcades (à part l'essai d'installation qui fut fait en 1925), il s'offrit pour en monter une et profita du voyage pour effectuer quelques expériences. On sait le succès qu'il obtint.

Les îles Orcades — qui ne figurent pas, du reste, sur toutes les cartes — n'ont aucune valeur commerciale et sont, de plus, inhabitables. Elles sont recouvertes de neige presque toute l'année et complètement isolées l'hiver par l'Océan gelé en bordure des côtes. La température, qui l'été s'élève à + 5 degrés seulement, s'oppose à toute végétation. Quelques pingouins améliorent l'ordinaire de l'expédition, dont le personnel est renouvelé chaque année, les bateaux ne pouvant aborder que quelques jours par an.

Les commissions antérieures étaient composées d'étrangers, des Nord-Européens principalement, plus habitués aux climats polaires. L'expédition de 1927 a prouvé que des Argentins pouvaient résister à un tel climat et aucun élément étranger n'en faisait partie (3).

Les six hivernants effectuent des observations météorologiques qui sont transmises journellement dans le monde entier.

(1) Cette traduction avec schémas de l'installation et de l'émetteur sera donnée dans le prochain numéro de *Q S T Français*.

(2) Il ne fut pas fait d'émissions sur ondes courtes et un essai de ce genre ne sera vraisemblablement pas tenté en 1928, suivant une lettre de Sr. Luis-F. Orlandini, directeur du service des communications navales (23 octobre 1928) à Sr. P. Bussenave, président du Radio-Club argentin, et en réponse à une demande de ce dernier en date du 17 octobre 1928.

(3) Sauf Conrado Becker, cuisinier.

RECHERCHES ET ESSAIS SUR LES LAMPES DE T. S. F.

(Suite)

par A. KIRILOFF, *Ingénieur Radio E. S. E.*

■ ■ ■ ■ ■

Il est quelquefois facile de reconnaître l'ionisation apparente à l'aide de la manipulation suivante. On détermine, comme toujours, le courant d'ionisation à l'aide de la galvano grille. Puis l'on branche le chauffage et l'on détermine à nouveau le courant grille qui, dans ce dernier cas, indique le défaut d'isolement : plaque-grille, culot, etc.). La différence entre le courant de la première et de la seconde observations donne les vraies valeurs de l'ionisation. Il est utile d'opérer ces manipulations à chaque fois, afin d'éviter les graves erreurs possibles. Cette opé-

ration de l'essai d'isolement termine, en somme, la série des opérations essentielles de l'essai statique, qui sont, en résumé, les suivantes :

- 1° Essai vue extérieure, mécanique, culotage.
- 2° Essai du filament.
- 3° Essai de caractéristique.
- 4° Détermination des constantes.
- 5° Essai de saturation.
- 6° Essai du vide.
- 7° Essai d'isolement.

Généralement, ces essais sont réalisés pour les lampes échantillons qui demandent une étude pleine et entière. Quant aux lampes fabriquées en série,

l'on emploie une méthode simplifiée : 1° La consommation de la lampe est seule mise à l'essai ; 2° on ne construit pas de courbe entière, mais on se contente de quelques points de la courbe pour le contrôle ; 3° on ne détermine généralement pas les constantes ; 4° Avant l'annotation de quelques points de la courbe et l'essai du vide, on détermine généralement la puissance dissipée normale, notant $E_{volts_{gr}}$.

Le tableau ci-dessous donne une idée entière de ces essais de lampes en série. Plusieurs lampes d'émission et kénotron type Métal sont portées sur ce tableau.

ESSAI STATIQUE : LAMPES PRINCIPALES D'ÉMISSION TYPE MÉTAL
(puissance 70-1.000 w.)

TYPE	Ef (volts)	If (ampères)	Ep (volts)	Ipl (mA) milliampères	Igr (ionisat.) en microampères	Puiss. dissip. en watts	Egr pour puissance normale (volts)	Satura- tion en milliampères
E 4 Mo	5,8	2,5	1.000	Eg + 20 v. Ip = 60 ml. Eg = -20 v. Ip = 30 ml.	< 20 μ A	85	+ 40	200
E6Mo	9,7	6,8	1.500	130	< 50 μ A	200 (env.)	+ 30 + 60	
E 200	9,7	6,5	2.000	125	< 80 μ A	250	- 10 + 15	
Neuvron..... 18 sp. 26 sp. 46 sp.	18	7,0	4.000	125	50mA	500		(moyenne)
E 5.....	10	6,4	1.000	75	< 50 μ A	75	- 22	180
E 250 A	11	3,6	2.000	125	< 20 μ A	250	- 20	
E 250	5	6	2.000	125	< 20 μ A	250	+ 40	
E 1.000 B	11	15	2.000	350	10 < 50 μ A	700	- 65	
E 1.000 C	13	25	4.000	250		1.000	- 30	(moyenne)
E 1.000 D	13	28	4.000	250		1.000	- 400	(moyenne)
E 1.000 F	16	17	5.000	200		1.000	+ 20	(moyenne)
E 1.000 A	11	16,5	10.000	100		1.000	+ 30	(moyenne)
Kénotrons { N° 2	5,8	2,5	1.000	85		85		
{ N° 3	4	5,2	1.600	50		80		
{ N° 4	9,7	7	1.500	130		200 (env.)		
{ N° 5 (Mo)	18	6,9-7	2.000	250		500		
{ N° 6	20	13	500	500		250		
{ (75 w)	9,5	5,7	1.250	68		85		

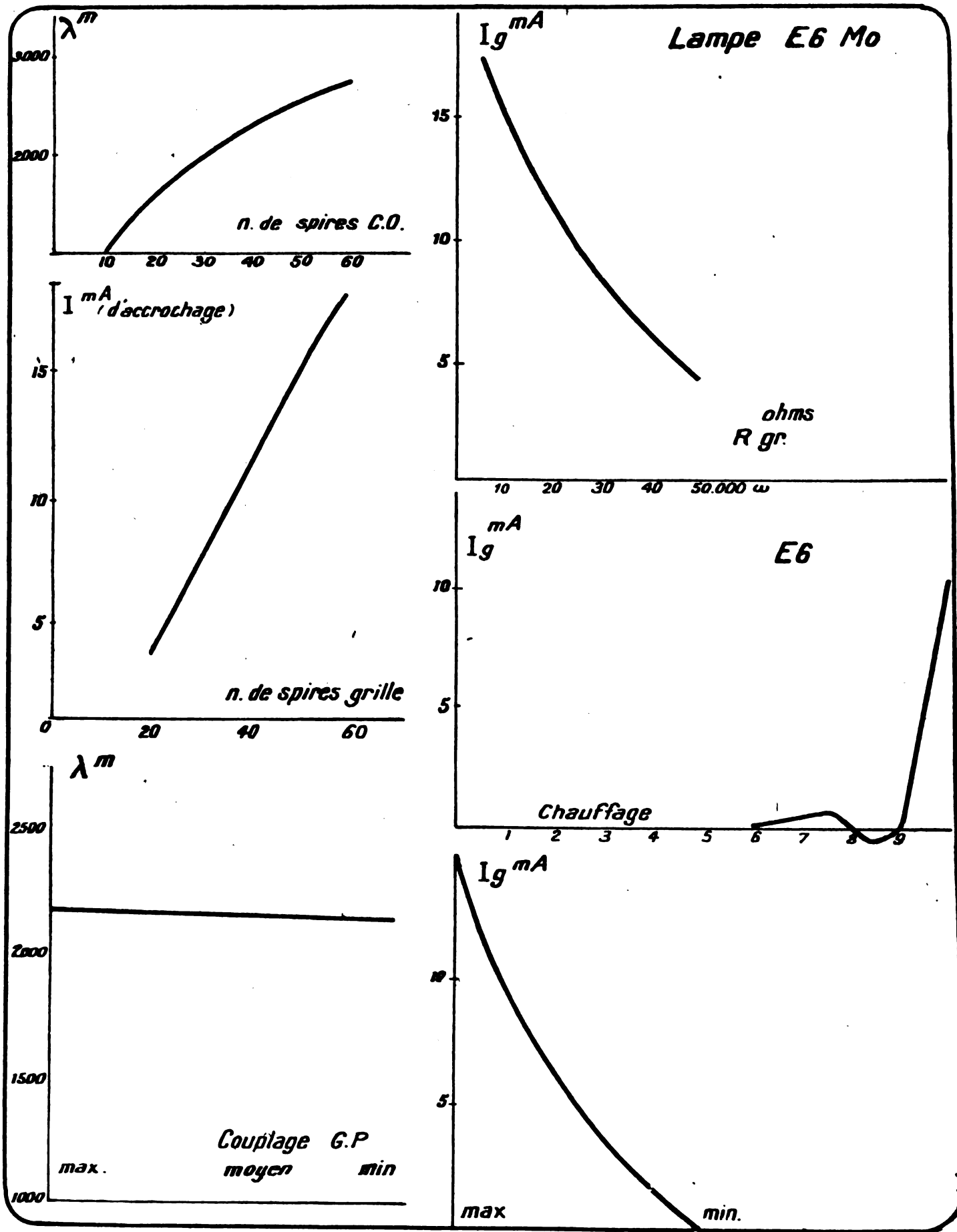


Fig. 48.

Essais ou oscillation

Après l'essai statique l'on opère l'essai en oscillation. Le premier problème essentiel pour cette opération est le choix du poste d'essai en oscillation. Il existe une grande quantité de schémas de ces postes dont le schéma Amstrong Hartley et Colpits a obtenu en Amérique une grande popularité ; en Allemagne, c'est le schéma Meissner ; en France, le schéma Mesny et Gutton. Lors des essais, l'oscillateur Gutton a donné de très bons résultats au point de vue de la facilité du montage, du bon rendement, etc.

Arrêtons-nous à présent à la caractéristique de ce poste et voyons les éléments principaux de ce dernier :

Résistance du circuit oscillant.

Ainsi que nous le savons, le circuit oscillant comprend la capacité (condensateur-self) et la résistance ohmique. Pour les hautes fréquences la résistance du circuit oscillant représente le total des résistances du condensateur, self et résistance ohmique proprement dite. Cette résistance en H. F. est déterminée de plusieurs manières. Voyons les deux principales :

a) Calcul : on détermine la résistance en H. F. :

+ { Résistance du condensateur.
Résistance en H. F. (self).
Résist. ohmique proprement dite.

$$R_{c.o} = \frac{1}{R} + \frac{2}{R} + \frac{3}{R}$$

(ohms) (condensateur) (bobine) (ohmique)

1) Ohms

$$R_1 \text{ (condensateur)} =$$

$$= 4 \frac{\lambda_{mH}}{\lambda_{km}}$$

mH = millihenry,
km = kilomètres.

2) R bobine en H. F. est la somme de résistance $R_{p. eff.}$ due à l'effet Joule dans le conducteur et de la résistance R_b due aux pertes dans la carcasse.

$$R_{p. eff.} = R \approx p. q. m.$$

R_{∞} , résistance du conducteur en continu.

p , facteur d'effet de peau donné par courbe en $f(\lambda)$

q , facteur dépendant du $\frac{pas}{diamètre}$

$$q = 1 + (q_0 - 1) \sqrt{\frac{p-1}{p}}$$

$$q_0 \text{ et } \sqrt{\frac{p-1}{p}}$$

= détermination par courbes.

m , facteur dû à l'inégalité de répartition du courant, quand la bobine oscille sur le condensateur : courbes en λ_0 fondamentale.,
 λ de travail.

R_b : on peut négliger pour la bobine sans bois. La détermination est faite à l'aide des courbes que nous donnons fig. 39 et s. Il est parfois intéressant d'utiliser cette méthode avec l'aide de la courbe Abraham. Voici par exemple dans la détermination du circuit oscillant, le calcul pour :

$V'I' =$ Puissance absorbée par la lampe, (état d'oscillation).

Nous déterminons, ainsi que cela se fait toujours, V , I et $I_{c.o.}$, en notant t° de la plaque à l'aide du pyromètre. Puis nous coupons le circuit oscillant et diminuons le chauffage de la lampe pour arriver à obtenir une température de la plaque égale

$$RI^2 = 0$$

$$VI = V'I'$$

Nous en déterminons donc que

$$R_{c.o.} = \frac{VI - V'I'}{I_{c.o.}^2}$$

car toutes les données sont connues.
En pratique, la méthode de la résis-

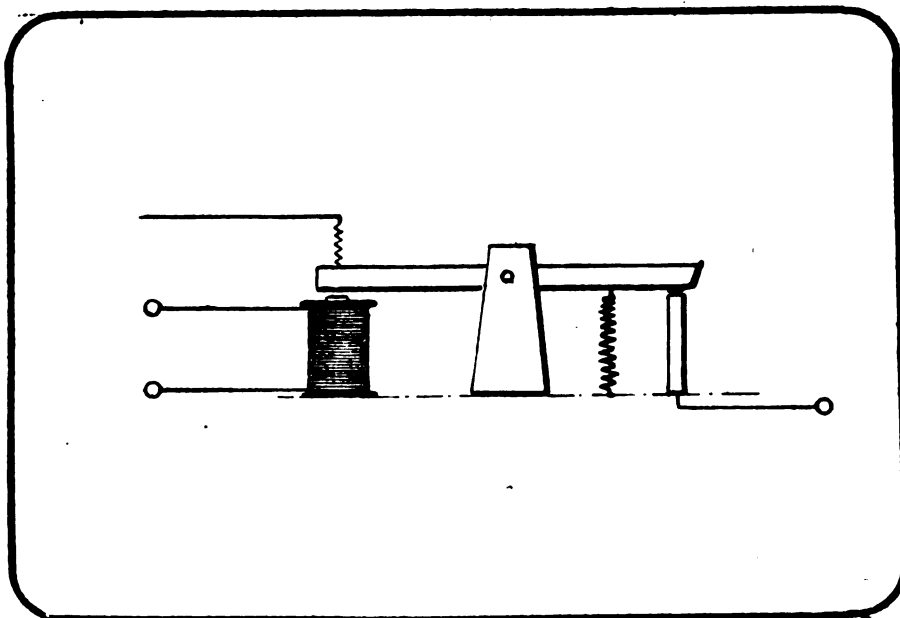


Fig. 49.

$$C = 4 \mu F$$

$$L = 516 \mu H$$

$$R = 5 \text{ ohms}$$

$$\lambda = 3000 \text{ mètres}$$

nous avons une résistance du circuit oscillant près de $5\omega,9$.

b) Méthode Jouaust. En plus de la méthode de détermination à l'aide du calcul, $R_{c.o.}$ peut également être déterminé par voie d'expérience. L'idée de la méthode Jouaust est la suivante :

Nous savons que la puissance est disposée sur le poste en oscillation ainsi qu'il suit :

$$VI = RI_{c.o.}^2 + V'I'$$

$VI =$ Puissance d'alimentation.

$RI^2 =$ Puissance circuit oscillant.

tance additionnelle est de grande importance. Elle consiste en ceci : l'on introduit dans le circuit oscillant une résistance ohmique supplémentaire et l'on détermine : $I_{c.o.}$ avec résistance, $I'_{c.o.}$ sans résistance.
d'où l'on trouve :

p résistance additionnelle :

$$\frac{I_1}{I} = \frac{R_{c.o.}}{R_{c.o.} + p}$$

$R_{c.o.}$ est facile à déterminer.

Détermination de λ . - La détermination λ est généralement faite à l'aide de l'ondemètre. A noter que dans ce cas le circuit oscillant est étalonné. I_1 est également possible de déterminer λ à l'aide de formules, dont les plus usuelles sont :

$$\lambda_{cm} = 2\pi 310^{10} \sqrt{LC_{U.E.M.}} \quad (1)$$

$$\lambda^m = 59,61 \sqrt{L_{U.E.M.} C_{\mu F}} \quad (2)$$

$$\lambda^m = 60 \sqrt{L_{\mu H} C_{m\mu F}} \quad (3)$$

(la plus employée).

$$\lambda^m = 1,885 \sqrt{L_{\mu H} C_{U.E.S.}} \quad (4)$$

*Coefficient mutuel entre les plaques
et les grilles (M)*

Nous savons qu'une des conditions importantes et de rigueur pour l'obtention de l'oscillation du poste est que le couplage entre les bobines des plaques et des grilles soit négatif. Ceci est obtenu en branchant les bobines d'une manière spéciale, que nous représentons aux figures 44 et 44 bis.

Le M (coefficient mutuel) est déterminé d'après la formule :

petit couplage :

$$-M = \frac{I}{K} (L + cpR)$$

grand couplage :

$$-M = \frac{I}{K} (L + CpR + Cp)$$

$$\sqrt{\frac{4L}{C} \left(1 + \frac{R}{\rho}\right)}$$

C = Capacité c. o.

ρ = Résistance interne de la lampe.

R = Résistance ohmique du circuit oscillant.

K = Coefficient d'amplification de la lampe (en volts).

Nous avons déterminé toute une série de valeurs de ces couplages.

Nous avons, par exemple, pour le poste Neuviron :

ancien modèle :

$$K_v = 18 \quad L = 516 \text{ H}$$

$$M = 33,4 - 711,5 \mu H$$

$$P_{ohms} = 4250 \quad C = 4 \mu F$$

$$R = 5 \text{ ohms.}$$

(pour petit et grand couplage).

*Recherches
du meilleur rendement*

Il est bien connu que le rendement du poste est égal à :

$$\frac{RI^2}{VI}$$

On est obligé de faire bien des expériences pour arriver à obtenir un meilleur rendement de la lampe donnée. Il a été remarqué que l'amélioration du rendement est obtenue avec les conditions suivantes :

1° Diminution de la puissance d'alimentation (VI).

2° Diminution de l'harmonique du poste (et en particulier amélioration du redressement).

3° Diminution des pertes dans le circuit grille.

(Augmentation de la résistance shuntée de la grille).

4° Protection du poste contre l'absorption du filtre (condensateur aux bornes du poste, comme, par exemple, pour le filtre du type T) et amélioration du filtrage.

5° Augmentation de la résistance interne de la lampe (nombre de spires de grille plus grand).

6° Déplacement du fil « — H. T. » sur la bobine du circuit oscillant.

Les expériences de vérifications entreprises dans ce sens ont démontré que ce déplacement accuse une augmentation du rendement à la condition d'un déplacement allant approximativement jusqu'à $\frac{1}{4}$, motivant le nombre des spires de bobine, c'est-à-dire jusqu'au point « a » nous avons une augmentation du rendement (fig. 45).

Nous avons étudié plusieurs schémas et nous avons trouvé que cette augmentation n'est pas très sensible (de l'ordre de 0,2 — 0,5 A. (C. O.))

De même que le rendement, la stabilisation de l'accrochage du poste est d'une grande importance. Malheureusement, dans bien des postes, on n'y attache pas une importance suffisante.

En étudiant ce problème, j'ai proposé un système automatique contre les accrochages d'oscillateur (voir l'Antenne, 1^{er} janvier 1928).

Ce système est basé sur ce qui suit :

*Appareil automatique contre
le décrochage de l'émetteur T. S. F.*

Il est très important dans les émetteurs de T. S. F. pour radiotélégraphie et radiotéléphonie que le circuit de plaque soit immédiatement et, si possible, automatiquement interrompu en cas de décrochage subit de l'émet-

teur, se trouvant en état d'oscillations.

Il est bien connu déjà que le décrochage subit entraîne toute une série de phénomènes, dangereux pour la radiostation ; par exemple, une grande augmentation de puissance absorbée par les lampes qui augmente fortement l'incandescence de la plaque (bien souvent jusqu'à la chauffer à blanc) et, formant ainsi une surpuissance, peut mettre la lampe hors de travail.

En effet, pendant les oscillations :

$$VI = RI^2 + V_1 I_1$$

VI = puissance d'alimentation.

RI² = puissance oscillante.

V₁I₁ = puissance absorbée par la lampe ; c'est-à-dire que la puissance absorbée n'est pas grande par rapport à la puissance d'alimentation (VI) et est normalement indiquée par 3/10 de puissance d'alimentation. En ce qui concerne les 7/10 restant de puissance d'alimentation, ils sont employés par le circuit oscillant (RI²).

Dans le cas de décrochage subit, lorsque le circuit d'oscillation est liquidé :

$$VI = V_1 I_1$$

$$RI^2 = 0$$

toute l'énergie (puissance d'alimentation) est absorbée par la lampe et l'incandescence de la plaque devient très forte et dangereuse.

Afin d'éviter des phénomènes aussi dangereux, ainsi que pour pouvoir contrôler si l'émetteur se trouve bien en état d'oscillation, il est nécessaire d'avoir une installation automatique, qui puisse régulariser le mouvement et préserver la station contre un décrochage subit.

Bien des possibilités sont ouvertes dans ce sens et, en particulier, il est possible de réaliser l'appareil que j'ai l'honneur de proposer (figure 46).

En voici le principe :

Cette figure représente l'émetteur avec couplage électromagnétique. L'état d'accrochage est défini à l'aide de deux milliampèremètres A₁ et A₂ ; l'on choisit un couplage moyen, lorsque A₂ indique la résonance. L'appareil automatique, grâce auquel le circuit de plaque est interrompu en cas de

décrochage subit est facilement visible sur la figure 46, — il est placé en face de la plaque un objectif spécial qui concentre la chaleur de la plaque sur un interrupteur de mercure (fig. 47).

Lorsque la plaque est fortement incandescente, en cas de décrochage subit, le mercure de l'interrupteur s'élève immédiatement et boucle le circuit du courant d'électroaimant du relais qui est réuni avec le circuit

de la plaque. Le système de relais électromagnétique peut être défini à l'aide des données générales :

Pour avoir un tableau complet de poste d'oscillation il est important d'opérer l'étude des caractéristiques et l'étude des différentes dépendances fonctionnelles entre les éléments du poste. Ici, nous présentons quelques courbes de ce genre (fig. 48). En possédant la caractéristique complète du poste d'oscillation — résistance c. o., λ ,

M, RI², etc. — il est possible d'entreprendre l'essai méthodique des lampes en oscillation. Mais il faut introduire ici une remarque très importante : le poste en oscillation destiné aux recherches doit posséder une grande élasticité, où l'on puisse facilement remplacer les différents éléments du poste (pièces démontables).

Nous donnons, en conclusion, le tableau d'essai en oscillation de quelques lampes d'émission :

TYPE	Ef (volts)	If (ampères)	Ep (volts)	Ip mA	Egr (volts)	Igr mA	Rgr (ohms)	IHF (ampères)	Rco (ohms)	Rendement	P watts oscill.	λ (en mètres)
E6Mo	9,7	6,9	2.000	120	50	13	12.000	^a 4,6	5,8	51 %	^{watts} 122,7	2.760
Neuvron (Mo)	18	6,6	3.800	180	150	20	30.000	7,4	5,5	56,5 %	301,8	2.200
E7	9,5	5,7	4.500	100	150	20	30.000	5,1	5,9			
E 250 (à cornes)	5	6,0	2.500	170		18	5.000	6,1	5,4			
E 250 A	11	3,65	2.000	250			^{Max. int. R° 5} 6,8	6,8	5,9	50 %	250	2.150
E 1.000 B	11	15	2.000	650		60		8,3	17 ^w	80 %	1.170	
4 KW	12	32	8.000	560		90		14,5	17 ^w	79 %	3.570	



LA NATURE DES OSCILLATIONS D'UN ÉMETTEUR A LAMPE

(Suite)

par G.-H. D'AILLY, docteur ès sciences

■ ■ ■ ■ ■

Nous avons montré dans l'article précédent que l'argument du point, dont le mouvement peut être dit « décrire » les fonctions que nous étudions, donc l'angle que le rayon vecteur de ce point fait avec l'axe positif des x , est une fonction qui principalement se compose par une partie linéaire en t et de plus contient une fonction de « correction » qui est périodique mais assez petite. Nous avons vu que l'angle en question, que nous avons représenté par v , diminue monotonement quand t augmente... naturellement monotonement. La dérivée de v par rapport de t est donc toujours négative, ce que nous avons exprimé par la formule (118).

On peut dire que v diminue environ comme l'expression linéaire

$$-\frac{2\pi}{T} \cdot t + \frac{\pi}{2} \quad (121)$$

mais que la fonction

$$\epsilon(t) \quad (122)$$

représente un petit écart de la forme linéaire (121), un écart qui est périodique et assez petit et jamais n'empêche la variation de v d'être toujours monotone. Nous allons maintenant étudier un peu plus en détail les variations de la fonction v comme fonction de t .

Nous avons par définition :

$$\operatorname{tg} v = \frac{y}{x} \quad (123)$$

De cela nous obtenons par dérivation

$$(1 + \operatorname{tg}^2 v) dv = \frac{xdy - ydx}{x^2} \quad (124)$$

ou

$$\left[1 + \left(\frac{y}{x}\right)^2\right] dv = \frac{xdy - ydx}{x^2} \quad (125)$$

et finalement

$$xdy - ydx = (x^2 + y^2) dv \quad (126)$$

Ici, nous avons écrit « petits » x et y au lieu de « grands » x et y , mais nous nous rappelons que ces variables sont celles que nous avons introduites dans l'équation (106) et (107), donc x est le même que l'ancien x , mais le nouveau y est égal à l'ancien y divisé par A . Cependant, nous avons pensé que les « petites » lettres simplifient l'écriture.

Maintenant, nous pouvons écrire l'équation (108) dans la forme

$$\begin{aligned} dt &= \frac{dx}{Ay - Ax + Bf(x)} \\ &= \frac{dy}{-\frac{C}{A}x - \frac{D}{A}f(x)} \quad (127) \end{aligned}$$

De cela nous obtenons

$$\begin{aligned} dt &= \frac{xdy}{-\frac{C}{A}x^2 - \frac{D}{A}xf(x)} \quad (128) \\ &= \frac{ydx}{Ay^2 - Axy + Byf(x)} \end{aligned}$$

et finalement

$$dt = \frac{xdy - ydx}{-\frac{C}{A}x^2 - \frac{D}{A}xf(x) - Ay^2 + Axy - Byf(x)} \quad (129)$$

En utilisant l'équation (126) nous obtenons de cela

$$dt = \frac{-(x^2 + y^2) dv}{\frac{C}{A}x^2 + \frac{D}{A}xf(x) + Ay^2 - Axy + Byf(x)} \quad (130)$$

et si nous mettons $y/x = z$ nous obtenons de cette équation,

$$\frac{dv}{dt} = - \frac{\frac{C}{A} + \frac{D}{A} \cdot \frac{f(x)}{x} + Az^2 - Az + Bz \cdot \frac{f(x)}{x}}{1 + z^2} \quad (131)$$

Cependant, nous nous rappelons que l'expression $\frac{f(x)}{x}$ est toujours plus petite que 1, et si nous représentons cette expression par η , nous obtenons après un peu de simplification

$$\frac{dv}{dt} = - \frac{C + D\eta + A^2z^2 - A^2z + ABz\eta}{A(1 + z^2)} \quad (132)$$

De la forme du dénominateur nous voyons que cette expression ne peut jamais devenir infinie. Cependant, nous allons montrer qu'elle aussi ne peut jamais devenir zéro, donc elle conserve toujours son signe qui est négatif, ce que nous voyons en mettant par exemple z égal à zéro ou égal à l'infini. Pour démontrer cela, il suffit de démontrer que les valeurs de z qui annulent le numérateur de (132) sont complexes. Nous le montrons en mettant le numérateur égal à zéro et en cherchant les racines z de cette équation. Nous mettons donc

$$Az^2 - Az(A - B\eta) + C + D\eta = 0 \quad (133)$$

Pour simplifier, nous considérons le produit Az comme l'inconnue et nous obtenons donc de (133) les racines

$$\begin{aligned} Az &= \frac{A - B\eta}{2} \\ &\pm \sqrt{\frac{(A - B\eta)^2}{4} - C - D\eta} \quad (134) \end{aligned}$$

Ici nous voyons tout de suite que les deux racines sont toutes complexes. En effet, nous avons vu plus haut que l'ordre de grandeur de la constante D est beaucoup plus grand que celui des constantes A et B et leurs carrés. Donc, nous pouvons affirmer que les racines (134) sont toujours complexes pour des valeurs des constantes qui sont utilisées dans la pratique.

L'expression (132) ne peut donc jamais passer les valeurs zéro ou infini, donc elle doit toujours conserver son signe que nous avons dit être négatif. Nous le vérifions facilement en mettant z égal à zéro et égal à l'infini. En effet, nous obtenons

$$z = 0, \quad y = 0, \quad \frac{dv}{dt} = -\frac{C + D\eta}{A} \quad (135)$$

et

$$z = \infty, \quad x = 0, \quad \frac{dv}{dt} = -A \quad (136)$$

donc dans les deux cas l'expression (132) prend le signe négatif, qu'elle conserve donc pour n'importe quelle valeur de z .

Nous voyons ici que nous avons avec ce calcul directement vérifié le résultat que nous avons plus haut mis dans les formules (111) et (113). L'expression (132) montre aussi qu'elle est périodique. En effet la valeur de z reprend sa valeur pour chaque tour le long de la courbe fermée que fait le point « descriptif », mais si z reprend sa valeur l'expression (132) reprend aussi sa valeur, donc cette expression est naturellement aussi périodique et avec la période — en t — égale à T .

Maintenant nous allons chercher une limite supérieure et une limite inférieure de la valeur de T et de cela nous pouvons trouver la valeur de T avec une très bonne approximation. Comme plus haut nous mettons donc

$$z = \frac{y}{x} \quad (137)$$

donc en dérivant nous obtenons

$$dz = \frac{xdy - ydx}{x^2} \quad (138)$$

Mais nous pouvons écrire l'équation (129) dans la forme

$$dt = \frac{\left(\frac{xdy - ydx}{x^2}\right)}{-\frac{C}{A} - \frac{D}{A} \cdot \frac{f(x)}{x} - A \left(\frac{y}{x}\right)^2 + A \frac{y}{x} - B \frac{y}{x} \cdot \frac{f(x)}{x}} \quad (139)$$

Comme plus haut nous mettons

$$\frac{f(x)}{x} = \eta < 1 \quad (140)$$

et selon (137), (138) et (139) nous obtenons.

$$dt = \frac{dz}{-Az^2 + (A - B\eta)z - \frac{C}{A} - \frac{D}{A}\eta} \quad (141)$$

Quand le point mobile se déplace le long de la courbe fermée en faisant un demi-tour, le point de départ étant le point plus haut de la courbe, la valeur de z change de $+\infty$ à $-\infty$. Comme ce demi-tour correspond à une demi-période de nos fonctions, nous obtenons naturellement cette demi-période en intégrant (141) entre les limites $+\infty$ et $-\infty$. Donc

$$\frac{T}{2} = \int_{+\infty}^{-\infty} \frac{dz}{-Az^2 + (A - B\eta)z - \frac{C}{A} - \frac{D}{A}\eta} \quad (142)$$

ou

$$\frac{T}{2} = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{dz}{Az^2 - (A - B\eta)z + \frac{C}{A} + \frac{D}{A}\eta} \quad (143)$$

Cette intégrale n'est pas directement calculable à cause de la quantité variable η . Si cette quantité était par exemple une constante, il serait très facile de calculer directement l'intégrale (143).

Cependant, nous allons chercher des limites de la valeur de $T/2$, des limites qui sont assez proches l'une de l'autre et donnent des valeurs approximatives de la valeur de $T/2$. Pour cela nous partageons l'intégrale (143) en deux parties, correspondant à la partie négative et à la partie positive de la variable d'intégration z . Les parties de l'intégrale sont respectivement représentées par t_1 et t_2 , donc

$$t_1 + t_2 = \frac{T}{2} \quad (144)$$

où nous avons

$$t_1 = \int_{-\infty}^0 \frac{dz}{Az^2 - Az + B\eta z + \frac{C}{A} + \frac{D}{A}\eta} \quad (145)$$

et

$$t_2 = \int_0^{+\infty} \frac{dz}{Az^2 - Az + B\eta z + \frac{C}{A} + \frac{D}{A}\eta} \quad (146)$$

prendre la valeur zéro; de plus, il est de deuxième degré, donc l'intégrale est certainement finie et bien définie. De plus, nous avons dans l'intégrale (145) z négatif, donc le terme $B\eta z$ est négatif. En supprimant ce terme, nous augmentons le dénominateur. De plus, nous pouvons encore augmenter le dénominateur en mettant η dans le terme $\frac{D}{A}\eta$ égal à 1. Mais une augmentation du dénominateur correspond à une diminution de l'intégrale et nous obtenons donc finalement

$$t_1 > \int_{-\infty}^0 \frac{dz}{Az^2 + Az + \frac{C}{A} + \frac{D}{A}} \quad (147)$$

Mais nous pouvons aussi augmenter l'intégrale en diminuant le dénominateur. Cela peut se faire dans l'intégrale (145) en mettant Bz au lieu du terme $B\eta z$ et en même temps supprimant le terme $\frac{D}{A}\eta$. De cela nous obtenons donc

$$t_1 < \int_{-\infty}^0 \frac{dz}{Az^2 - Az + Bz + \frac{C}{A}} \quad (148)$$

D'une manière analogue, nous pouvons traiter l'intégrale (146). Ici nous nous rappelons que la variable z est toujours positive, donc les deux termes $B\eta z$ et $\frac{D}{A}\eta$ sont positifs. Nous augmentons le dénominateur et diminuons l'intégrale en mettant dans (146) $\eta = 1$, ce qui donne

$$t_2 > \int_0^{+\infty} \frac{dz}{Az^2 - Az + Bz + \frac{C}{A} + \frac{D}{A}} \quad (149)$$

Analoguement, nous diminuons le dénominateur et augmentons l'intégrale en supprimant dans (146) les deux termes $B\eta z$ et $\frac{D}{A}\eta$. De cela nous obtenons donc

$$t_2 < \int_0^{+\infty} \frac{dz}{Az^2 - Az + \frac{C}{A}} \quad (150)$$

et nous obtenons finalement

$$\frac{T}{2} > \int_{-\infty}^0 \frac{dz}{Az^2 - Az + \frac{C}{A} + \frac{D}{A}} + \int_0^{+\infty} \frac{dz}{Az^2 - Az + Bz + \frac{C}{A} + \frac{D}{A}} \quad (151)$$

Nous étudions d'abord la première de ces intégrales. Nous avons vu plus haut que le dénominateur est toujours positif et ne peut pas

et

$$\frac{T}{2} < \int_{-\infty}^0 \frac{dz}{Az^2 - Az + Bz + \frac{C}{A}} + \int_0^{\infty} \frac{dz}{Az^2 - Az + \frac{C}{A}} \quad (152)$$

Ici nous avons trouvé deux expressions limites entre lesquelles se trouve la valeur de $T/2$, et les intégrales dans ces expressions limites sont directement calculables. Nous allons faire ce calcul en représentant respectivement par I_1 , I_2 , I_3 , et I_4 les quatre intégrales des formules (151) et (152).

Nous avons donc

$$I_1 = \int_{-\infty}^0 \frac{dz}{Az^2 - Az + \frac{C}{A} + \frac{D}{A}} = \int_{-\infty}^0 \frac{Adz}{A^2z^2 - A^2z + C + D} \quad (153)$$

et après le changement de variable

$$Az = z_1 \quad (154)$$

nous obtenons

$$I_1 = \int_{-\infty}^0 \frac{dz_1}{z_1^2 - Az_1 + C + D} = \int_{-\infty}^0 \frac{dz_1}{\left(z_1 - \frac{A}{2}\right)^2 + C + D - \frac{A^2}{4}} \quad (155)$$

Maintenant nous faisons encore un changement de variable

$$z_1 - \frac{A}{2} = z_2 \quad (156)$$

ce qui donne

$$I_1 = \int_{-\infty}^0 \frac{dz_2}{z_2^2 + a_1^2} \quad (157)$$

où nous avons mis pour simplifier

$$a_1^2 = C + D - \frac{A^2}{4} \quad (158)$$

ou

$$a_1 = \sqrt{C + D - \frac{A^2}{4}} \quad (159)$$

D'après des règles connues nous obtenons donc

$$I_1 = \left[\frac{1}{a_1} \operatorname{arctg} \frac{z_2}{a_1} \right]_{-\infty}^0 = \frac{1}{a_1} \cdot \frac{\pi}{2} \quad (160)$$

et finalement

$$I_1 = \frac{\pi}{2\sqrt{C + D - \frac{A^2}{4}}} \quad (161)$$

Analoguement nous calculons la valeur de l'intégrale I_2 . En effet, nous avons

$$I_2 = \int_0^{\infty} \frac{dz}{Az^2 - Az + Bz + \frac{C}{A} + \frac{D}{A}} = \int_0^{\infty} \frac{Adz}{A^2z^2 - Az(A-B) + C + D} \quad (162)$$

où nous pouvons employer le même changement de variable que plus haut, savoir (154), ce qui donne

$$I_2 = \int_0^{\infty} \frac{dz_1}{\left(z_1 - \frac{A-B}{2}\right)^2 + C + D - \left(\frac{A-B}{2}\right)^2} \quad (163)$$

Maintenant nous changeons encore la variable ainsi

$$z_1 - \frac{A-B}{2} = z_3 \quad (164)$$

et en même temps mettons

$$a_3^2 - C + D = \left(\frac{A-B}{2}\right)^2 \quad (165)$$

ou

$$a_3 = \sqrt{C + D - \left(\frac{A-B}{2}\right)^2} \quad (166)$$

et obtenons donc

$$I_2 = \int_0^{\infty} \frac{dz_3}{z_3^2 + a_3^2} = \left[\frac{1}{a_3} \operatorname{arctg} \frac{z_3}{a_3} \right]_0^{\infty} = \frac{1}{a_3} \cdot \frac{\pi}{2} \quad (167)$$

et finalement

$$I_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{C + D - \left(\frac{A-B}{2}\right)^2}} \quad (168)$$

Nous allons maintenant à l'intégrale I_3 . De la forme de celle-ci savoir

$$I_3 = \int_{-\infty}^0 \frac{dz}{Az^2 - Az + Bz + \frac{C}{A}} \quad (169)$$

nous voyons que nous obtenons la même intégrale en mettant dans I_3 $D = 0$. Nous pouvons donc écrire directement

$$I_3 = \int_{-\infty}^0 \frac{dz_2}{z_2^2 + a_2^2} = \left[\frac{1}{a_2} \operatorname{arctg} \frac{z_2}{a_2} \right]_{-\infty}^0 = \frac{1}{a_2} \cdot \frac{\pi}{2} \quad (170)$$

où a_2 est ce qui devient de a_3 en mettant $D = 0$. Donc

$$a_2 = \sqrt{C - \left(\frac{A-B}{2}\right)^2} \quad (171)$$

et nous obtenons finalement

$$I_3 = \frac{\pi}{2\sqrt{C - \left(\frac{A-B}{2}\right)^2}} \quad (172)$$

Analoguement nous obtenons l'intégrale

$$I_4 = \int_0^{\infty} \frac{dz}{Az^2 - Az + \frac{C}{A}} \quad (173)$$

en mettant dans I_4 $B = 0$ et $D = 0$; donc nous pouvons écrire

$$I_4 = \int_0^{\infty} \frac{dz_2}{z_2^2 + a_4^2} \quad (174)$$

où a_4 est ce qui devient de a_3 en mettant $B = 0$ et $D = 0$, c'est-à-dire

$$a_4 = \sqrt{C - \frac{A^2}{4}} \quad (175)$$

De cela, nous obtenons

$$I_4 = \left[\frac{1}{a_4} \operatorname{arctg} \frac{z_2}{a_4} \right]_0^{\infty} = \frac{1}{a_4} \cdot \frac{\pi}{2} \quad (176)$$

ou finalement

$$I_4 = \frac{\pi}{2\sqrt{C - \frac{A^2}{4}}} \quad (177)$$

Nous obtenons donc les limites ainsi

$$\frac{T}{2} > I_1 + I_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{C + D - \frac{A^2}{4}}} + \frac{\pi}{2\sqrt{C + D - \left(\frac{A-B}{2}\right)^2}} \quad (178)$$

et

$$\frac{T}{2} < I_3 + I_4 = \frac{\pi}{2\sqrt{C - \left(\frac{A-B}{2}\right)^2}} + \frac{\pi}{2\sqrt{C - \frac{A^2}{4}}} \quad (179)$$

Maintenant, nous pouvons trouver une expression approximative pour la valeur de $T/2$ ainsi. Nous formons l'expression

$$I = \frac{\pi}{2\sqrt{C + \lambda D - \frac{A^2}{4}}} + \frac{\pi}{2\sqrt{C + \lambda D - \left(\frac{A - B}{2}\right)^2}} \quad (180)$$

et nous voyons tout de suite que cette expression est égale à (179) pour $\lambda = 0$ et égale à (178) pour $\lambda = 1$. Il existe donc nécessairement une valeur de λ où

$$0 < \lambda < 1 \quad (181)$$

pour laquelle nous avons l'égalité

$$\frac{T}{2} = \frac{\pi}{2\sqrt{C + \lambda D - \frac{A^2}{4}}} + \frac{\pi}{2\sqrt{C + \lambda D - \left(\frac{A - B}{2}\right)^2}} \quad (182)$$

Nous allons maintenant simplifier cette expression. Formons donc l'expression

$$K = \frac{\pi}{2\sqrt{C + \lambda D - \left(\frac{A - \gamma B}{2}\right)^2}} \quad (183)$$

De cela nous voyons que, pour $\gamma = 0$, cette expression prend la valeur du premier terme du membre droit de (182) et pour $\gamma = 1$, elle prend la valeur du deuxième terme du même membre de (182). Si donc γ varie d'une manière continue entre la valeur zéro et un, l'expression (183) varie aussi d'une manière continue entre la valeur du premier terme et la valeur du deuxième terme du membre droit de (182). Mais cela veut dire que, pour une valeur de γ entre zéro et un, la valeur de K est exactement égale à la valeur moyenne des deux termes du membre droit de (182); ce qui veut dire que $2K$ est égal à la somme de ces termes, donc égal à (182). Cela nous donne

$$\frac{T}{2} = \frac{\pi}{\sqrt{C + \lambda D - \left(\frac{A - \gamma B}{2}\right)^2}} \quad (184)$$

où les nombres λ et γ sont des valeurs entre zéro et un.

De (184) nous obtenons finalement la valeur de la période T

$$T = \frac{2\pi}{\sqrt{C + \lambda D - \left(\frac{A - \gamma B}{2}\right)^2}} \quad (185)$$

Si nous représentons par ω la pulsation du fondamental des oscillations, nous obtenons

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad (186)$$

ce qui nous donne, comme valeur de cette pulsation

$$\omega = \sqrt{C + \lambda D - \left(\frac{A - \gamma B}{2}\right)^2} \quad (187)$$

Si nous comparons cette valeur avec celle de la pulsation selon l'équation (35), nous voyons que la seule différence est que, dans la dernière formule, les valeurs de λ et de γ sont justement égales à un. Cependant, la différence n'est pas grande, car les valeurs numériques des quantités D et B sont peu importantes en comparaison de la valeur de C . L'approximation des formules (185) et (187) est donc très bonne.

(A suivre.)



SÉLECTIVITÉ ET RÉSONANCE

par Y. DOUCET, *Professeur d'École normale*

■ ■ ■ ■ ■

A. TRACÉ DE LA COURBE DE RÉSONNANCE

DEPUIS la grande vulgarisation des montages à changement de fréquence, on parle beaucoup de sélectivité. On vante tel poste récepteur qui permet l'écoute de Barcelone dans le voisinage de l'antenne des P. T. T., ou de tel autre qui réalise beaucoup mieux encore ! On entend dire aussi que cette sélectivité apporte avec elle une distorsion supplémentaire bien fâcheuse... mais l'appareil est tellement sensible et le nombre des émissions qu'il capte est si grand qu'il faut bien avoir des accords pointus si l'on ne veut pas de duos indésirables. Et puis, néanmoins, on comprend fort bien les paroles et la musique ne nous choque pas par des dissonances parasites ! En fait, l'amateur qui, comme beaucoup, n'entend guère que son haut-parleur, s'habitue à sa voix. Les paroles du speaker prennent en effet un timbre particulier, mais il le connaît si bien qu'il le trouve tout naturel. Il ne distingue pas, dans les notes aiguës, les sons d'un violon de ceux d'une

flûte, mais cela ne le choque plus. Même ceux qui se disent musiciens sont d'une complaisance extraordinaire devant leur haut-parleur.

Il est très difficile, par suite de cette adaptation, d'apprécier la distorsion qu'éprouvent les sons à la réception. D'où la nécessité d'étudier les déformations successives du courant issu de l'onde incidente, pour ne déduire des méthodes de mesure de la distorsion.

La distorsion introduite par une trop grande sélectivité est évidemment localisée dans les circuits oscillants. On sait, en effet, que, pour s'accorder sur telle longueur d'onde, on met les circuits du poste en *résonance* sur cette longueur d'onde (et aussi sur la nouvelle longueur d'onde créée au poste récepteur pour les postes à changement de fréquence). Il y a là quelque chose de très important, puisque, grâce à elle, il est possible d'entendre telle émission et non pas telle autre.

Quel est donc ce phénomène électrique ?

Le phénomène de « résonance » est très général. Pour tâcher de l'expliquer, nous ne nous embarrasserons pas cependant d'analogie mécanique. Disons simplement qu'on peut établir, dans un circuit électrique composé d'une bobine ayant un coefficient de self-induction L et d'un condensateur de capacité C , un état oscillatoire (régi par une évolution harmonique). On constate alors que le mouvement passe par un maximum pour une valeur bien déterminée de C et de L . On dit que le circuit oscillant fermé — que nous avons ainsi réalisé — est en résonance sur le courant qui le parcourt.

I. Etude analytique

Voici comment la chose se présente en T. S. F. :

On a un premier circuit oscillant, composé d'une self de valeur L_1 et d'une capacité de valeur C_1 , et un second circuit complètement séparé du premier, dont le coefficient de self-induction est L et la capacité C . On entretient dans le premier circuit, qui est par exemple la self d'antenne et la capacité d'accord, ou bien encore le circuit plaque d'une oscillatrice, un courant oscillatoire dont la valeur instantanée est i . Si M est le coefficient de mutuelle induction des deux circuits, il induit dans le circuit LC un courant de valeur instantanée i et donne naissance à une force électromotrice qui, d'après la loi de Lenz, est

$$-\frac{d(Mi)}{dt}$$

Le courant i , à son tour, crée dans la self L une force électromotrice de self-induction qui est de même

$$-\frac{d(Li)}{dt}$$

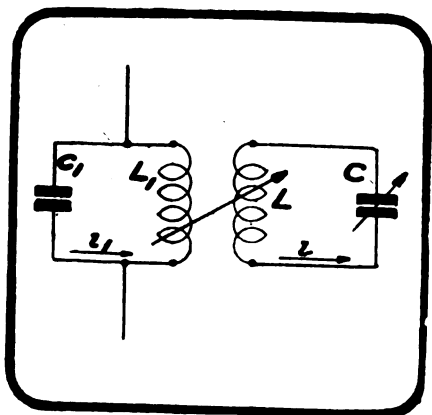


Fig. 1.

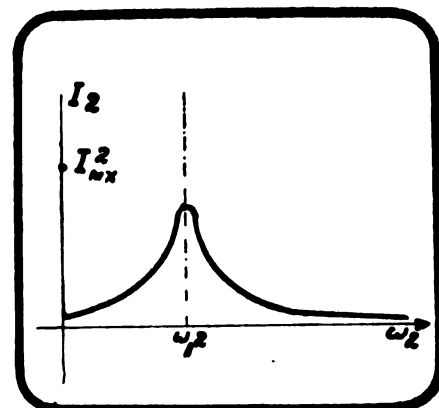


Fig. 2.

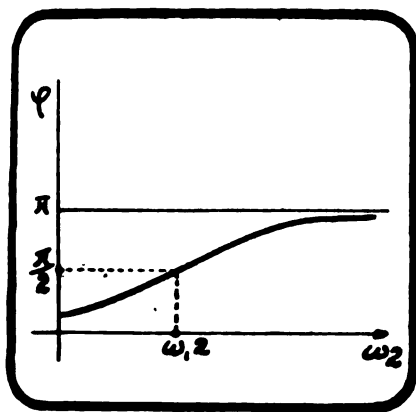


Fig. 3.

Enfin, il réagit sur le circuit LC_1 ; mais supposons M suffisamment petit pour pouvoir négliger cette action.

Si v est la différence de potentiel aux bornes du condensateur, on peut écrire l'expression

$$-M \frac{di_1}{dt} - L \frac{di}{dt} + v$$

pour la somme algébrique des différences de potentiel. Si R est la résistance ohmique du circuit, on a

$$-M \frac{di_1}{dt} + L \frac{di}{dt} + v = Ri \quad (1)$$

Mais, pendant le temps dt , le condensateur C est chargé par la quantité d'électricité idt sous la différence de tension di par suite, on a

$$-idt = Cdv$$

L'expression (1) différenciée s'écrit alors

$$-M \frac{d^2i_1}{dt^2} - L \frac{d^2i}{dt^2} - \frac{i}{C} = R \frac{di}{dt}$$

Par suite, le courant i dans le circuit LC est donné en fonction du temps par l'équation différentielle du second ordre

$$L \frac{d^2i}{dt^2} + R \frac{di}{dt} + \frac{i}{C} = -M \frac{d^2i_1}{dt^2} \quad (2)$$

Pour résoudre cette équation, il nous faut connaître la loi régissant l'évolution du courant entretenu dans le circuit inducteur.

On peut la supposer sinusoïdale :

$$i_1 = I_1 \sin \omega_1 t$$

ω_1 étant la pulsation.

L'équation (2) s'écrit alors

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} + \frac{i}{LC} = -\frac{M}{L} \omega_1^2 I_1 \sin \omega_1 t$$

Les nombres L et C étant liés par une relation, nous pouvons simplifier cette équation. On sait, en effet, que si la résistance ohmique R est petite devant l'impédance on peut établir dans le circuit LC un état oscillatoire dont la période T est alors donnée par la formule de Thomson

$$T = 2\pi \sqrt{LC}$$

Cette période T correspond à une pulsation ω telle que

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

L'équation différentielle se met sous la forme

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} + \omega^2 i = -\frac{M}{L} \omega_1^2 I_1 \sin \omega_1 t$$

et l'intégrale générale est

$$i = I e^{-\frac{R}{2L}t} \sin(\omega t + g) + I \sin(\omega_1 t + \varphi)$$

en posant

$$\omega = \omega^2 - \left(\frac{R}{2L}\right)^2$$

φ et L étant les constantes d'intégration.

Elle se compose de deux termes. Le premier, exponentiel, correspond à l'établissement du courant; l'amplitude

$$I e^{-\frac{R}{2L}t}$$

diminue rapidement avec le temps et cela d'autant plus que le terme $\frac{R}{2L}$ est grand. La quantité

$$\frac{R}{2L}$$

caractérise l'amortissement du circuit; nous la désignerons par α .

Le second terme d'amplitude constante I correspond au courant de régime. Il nous intéresse plus spécialement.

En résumé, le courant i , induit dans le circuit LC en couplage « lâche » (M petit) avec le circuit $L_1 C_1$ dans lequel est entretenu un courant oscillatoire

$$i_1 = I_1 \sin \omega_1 t$$

et dont la résistance R est petite devant l'impédance, est

$$i = I \sin(\omega_1 t + \varphi)$$

Ce résultat nous montre que :

1° Le courant induit dans un circuit dont les constantes sont L et C a la

même période que celle du courant inducteur, quelles que soient les valeurs de L et de C auxquelles correspond la pulsation ω qui, cependant, est en général différente de ω_1 . On dit que le régime d'oscillation est « forcé ».

2° Si la période n'a pas changé, par contre l'amplitude du mouvement est modifiée et il existe une différence de phase φ entre les deux oscillations. Calculons I et φ .

Pour cela, exprimons que i satisfait à l'équation différentielle, quel que soit t , et pour écrire l'identité, égalons les coefficients de $\sin \omega$ et de $\cos \omega t$ de chaque membre. Il vient

$$(\omega^2 - \omega_1^2) I \cos \varphi - 2\alpha I \omega_1 \sin \varphi = \frac{M}{L} \omega_1^2 I_1$$

$$(\omega^2 - \omega_1^2) I \sin \varphi + 2\alpha I \omega_1 \cos \varphi = 0$$

système d'où l'on tire immédiatement

$$\tan \varphi = -\frac{\omega^2 - \omega_1^2}{2\alpha \omega_1}$$

$$I = \frac{M \omega_1^2 I_1}{L \sqrt{(\omega^2 - \omega_1^2)^2 + 4\alpha^2 \omega_1^2}}$$

L'expression donnant I nous apprend d'abord que l'amplitude du courant induit décroît linéairement avec la valeur du coefficient de mutuelle induction * qui, toutes choses égales par ailleurs, diminue lorsque la distance des deux bobines L_1 et L augmente; ensuite que la valeur maximum de i dépend de toutes les caractéristiques du circuit induit : self, capacité, résistance et par suite, période propre et amortissement, les constantes du circuit inducteur étant fixées.

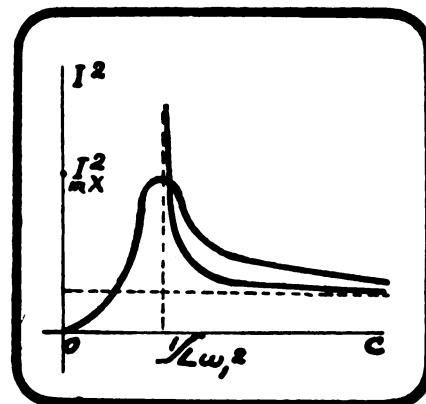


Fig. 4.

* Au besoin, tant que la formule reste applicable, c'est-à-dire, d'après la condition posée plus haut, M petit.

1° LA COURBE DE RÉSONANCE

Suivant quelles lois s'effectuent ces variations ? C'est le problème que nous nous posons. Pour le situer, nous allons fixer la valeur de ω_1 et pour cela laisser invariables la self L_1 et la capacité C_1 , car on sait que la période des oscillations libres qui s'établissent dans ce circuit est très voisine de

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$$

des deux quantités fixes, pour faire varier la seconde. Nous nous donnerons la valeur de L , ce qui fixe l'amortissement

$$\alpha = \frac{R}{2L}$$

R étant très sensiblement constant dans l'intervalle de fréquence que nous envisagerons (effet de peau). Ainsi, choisir ω comme variable revient à choisir, comme variable expérimentale, la capacité.

avec

$$\operatorname{tg} \varphi = \varphi(\omega)$$

Le numérateur de l'expression donnant I étant constant, on voit que I passe par un maximum pour

$$\omega = \omega_1$$

qui est

$$I_{mx} = \frac{M \omega_1 I_1}{2\alpha L}$$

et qui s'écrit plus simplement

$$I_{mx} = \frac{M \omega_1 I_1}{R}$$

Ainsi, le courant maximum I , qui dépend de ω , passe par la plus grande valeur possible lorsque la période du circuit induit est justement égale à la période du circuit inducteur. On dit alors que les deux circuits sont en « résonance ». L'amplitude des oscillations forcées qu'on entretient dans un circuit est en général faible ; elle prend brusquement une valeur très grande — d'autant plus grande que R est petit — lorsque la période propre du circuit se trouve être égale à la période imposée aux oscillations. Cette augmentation rapide d'amplitude caractérise le phénomène de résonance. Pour étudier de plus près ces variations, traçons la courbe

$$I^2 = \frac{M^2 \omega_1^2 I_1^2}{L^2 [(\omega^2 - \omega_1^2)^2 + 4\alpha^2 \omega_1^2]}$$

La dérivée

$$\frac{d(I^2)}{d(\omega^2)} = K \frac{-2(\omega^2 - \omega_1^2)}{[(\omega^2 - \omega_1^2)^2 + 4\alpha^2 \omega_1^2]^2}$$

nous montre que la courbe a une tangente horizontale pour $\omega^2 = \omega_1^2$, ce que nous savons déjà. La fonction est d'abord croissante, passe par un maximum, puis est décroissante. Pour ω^2 infiniment grand, I^2 tend vers zéro et, pour $\omega^2 = 0$, I^2 a une valeur finie. Cette valeur de ω n'a d'ailleurs pas de sens au point de vue physique.

Enfin, la courbe est symétrique par rapport à l'ordonnée du maximum.

Elle présente deux points d'inflexion, dont la demi-somme des abscisses est par suite égale à ω_1^2 , comme il est facile de le vérifier.

La courbe que nous venons de tracer est la courbe de résonance du circuit LC.

Voyons quelles sont les variations concomitantes de phase. On a

$$\operatorname{tg} \varphi = -\frac{\omega^2 - \omega_1^2}{2\alpha \omega_1}$$

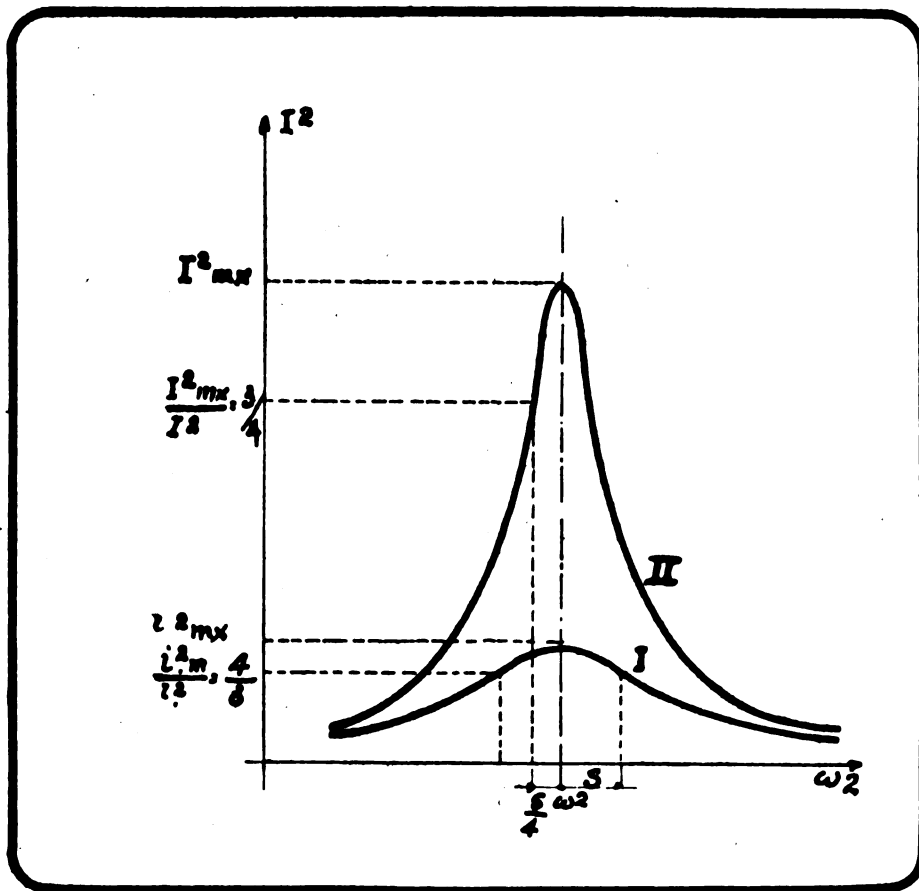


Fig. 5.

d'après la formule de Thomson. Ensuite, nous fixerons I_1 à une valeur constante, en nous donnant l'intensité efficace du courant entretenu dans le circuit. Le couplage avec le circuit induit restant fixe, le coefficient M est constant et l'intensité maximum I n'est plus fonction que des paramètres définissant le circuit LC. Nous prendrons comme variable ω , c'est-à-dire, d'après les conditions posées plus haut, la quantité

$$\frac{1}{\sqrt{LC}}$$

L'expression de I dépendant alors du produit LC, nous laisserons une

L'expression de I en fonction de C s'écrit

$$I = \frac{M I_1}{\sqrt{\left(\frac{1}{C \omega_1^2} - L\right)^2 + \frac{R^2}{\omega_1^2}}}$$

Nous y reviendrons dans l'étude expérimentale.

a) Tracé en fonction de la fréquence

Pour étudier plus simplement le phénomène de résonance, étudions la variation

$$I = f(\omega)$$

Lorsque ω^2 est petit, on a

$$\operatorname{tg} \varphi \neq + \frac{2\alpha}{\omega_1^2}$$

φ est petit ; les deux courants i_1 et i sont en phase (ou en opposition). Lorsque ω^2 tend vers ω_1^2 , $\operatorname{tg} \varphi$ augmente et par suite l'angle φ . A la résonance $\omega^2 = \omega_1^2$ on a

$$\varphi = \frac{\pi}{2}$$

les courants sont en quadrature. Ainsi, lorsque l'amplitude I est maximum dans le circuit induit, le courant i s'annule, alors que i_1 est maximum et inversement. Puis ω^2 continuant à croître, φ augmente et tend vers π .

La courbe résumait les variations à l'allure suivante, l'inflexion ayant lieu pour la fréquence de résonance. Les deux courbes

$$I^2 = f(\omega^2)$$

$$\varphi = \psi(\omega^2)$$

montrent toutes les particularités du courant de régime oscillant dans le « circuit résonnant ».

Nous avons vu que la variable expérimentale est la capacité C et que l'expression

$$I^2 = f(\omega^2)$$

s'écrit alors

$$I^2 = \frac{M^2 I_1^2}{\left(\frac{1}{C\omega_1^2} - L\right) + \frac{R^2}{\omega_1^2}}$$

b). Tracé en fonction de la capacité

Le tracé de la courbe diffère légèrement du tracé précédent. Elle ne possède pas un axe de symétrie. En effet, si on cherche le lieu des milieux des cordes parallèles à l'axe des x , on trouve la fonction

$$I^2 = \frac{M^2 I_1^2 \omega_1^2 \cdot C}{(L^2 \omega_1^2 + R^2) \cdot C - L}$$

Elle représente une hyperbole équilatère, dont les asymptotes sont

$$I^2 = \frac{M^2 I_1^2 \omega_1^2}{L^2 \omega_1^2 + R^2}$$

et

$$C = \frac{L}{C^2 \omega_1^2 + R^2}$$

La courbe de résonance part sensi-

blement de l'origine, atteint son maximum pour

$$C = \frac{1}{L\omega_1^2}$$

et tend asymptotiquement vers

$$I^2 = \frac{M^2 I_1^2 \omega_1^2}{C^2 \omega_1^2 + R^2}$$

qui est la valeur de l'asymptote horizontale de l'hyperbole équilatère. On voit, par ailleurs, que si on néglige R^2 devant $L^2 \omega^2$ l'abscisse de l'asymptote

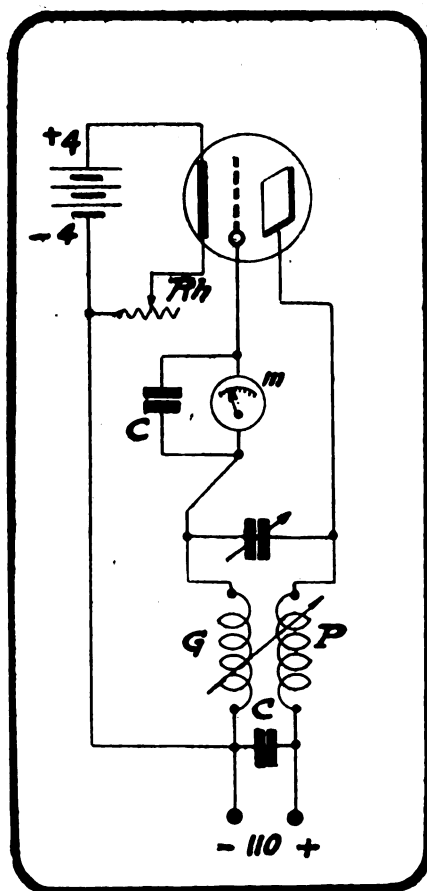


Fig. 6.

tote verticale se confond avec celle du maximum de la courbe de résonance.

Nous retrouverons ces résultats expérimentalement.

2° LE DÉNEMENT ET L'AMORTISSEMENT

Nous avons dit plus haut ce qu'on entendait par amortissement d'un circuit oscillant. Nous avons vu qu'il s'exprimait par

$$\alpha = \frac{R}{2L}$$

On a vu aussi que l'intensité maximum avait pour valeur à la résonance

$$I_{mx} = \frac{M\omega_1 I_1}{R}$$

c'est-à-dire

$$I_{mx} = \frac{\text{f. é. m. d'ind.}}{R}$$

Elle est donc d'autant plus grande que R est plus petit, c'est-à-dire que l'amortissement est plus petit.

Ainsi, on savait déjà qu'une diminution de l'amortissement du circuit induit avait pour conséquence une augmentation du temps nécessaire à l'établissement des oscillations (augmentation de la « constante de temps »). On sait maintenant que cette diminution de α entraîne aussi l'augmentation de I_{mx} . Mais ce n'est pas là encore le phénomène le plus important pour les applications que nous avons en vue. Nous voulons montrer qu'il se produit corrélativement une augmentation de l'acuité de la courbe.

A cette occasion, nous allons introduire ce qu'on appelle l'« équation réduite ». C'est l'expression

$$y = \frac{I^2}{I_{mx}^2}$$

Il vient, en prenant ω comme variable

$$y = \frac{1}{1 + \frac{(\omega^2 - \omega_1^2)^2}{4\alpha^2 \omega_1^2}}$$

Prenons, pour la différence $\omega^2 - \omega_1^2$, une valeur bien déterminée S , il vient pour y

$$y = \frac{1}{1 + \frac{S^2}{4\alpha^2 \omega_1^2}}$$

Diminuons α du quart de sa valeur par exemple.

Soit donc

$$\alpha' = \frac{\alpha}{4}$$

En conservant le même rapport pour y , il vient, pour $\omega^2 - \omega_1^2$, la valeur

$$\omega^2 - \omega_1^2 \neq \frac{S}{4}$$

Par ailleurs, puisque α devient $\frac{\alpha}{4}$

c'est que R devient $\frac{R}{4}$ — la self L conservant une valeur constante — par suite I_{mx} devient 4 fois plus grand.

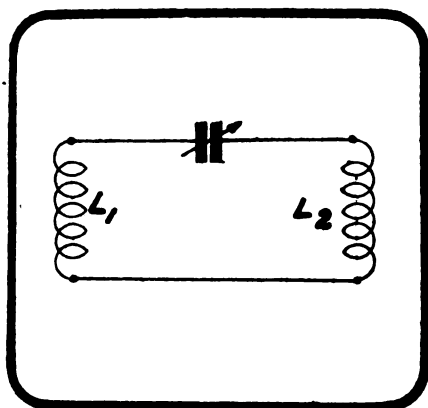


Fig. 7.

Ainsi, à la valeur α correspond la courbe I ; à la valeur $\frac{\alpha}{4}$ la courbe II ; l'augmentation d'acuité se voit clairement sur la figure faite en prenant pour y la valeur

$$\frac{I}{I_{\max}} = \frac{3}{4}$$

L'acuité de la courbe de résonance est donc caractérisée par la valeur α de l'amortissement du circuit. Il est utile de pouvoir le déterminer.

a). Valeur de α
et de δ en fonction de ω

Reprenons l'équation réduite

$$y = \frac{4\alpha^2 \omega_1^2}{4\alpha^2 \omega_1^2 + (\omega^2 - \omega_1^2)^2}$$

Elle s'écrit

$$4\alpha^2 \omega_1^2 + (\omega^2 - \omega_1^2)^2 = \frac{4\alpha^2 \omega_1^2}{y}$$

c'est-à-dire

$$\omega^2 - \omega_1^2 = 2\alpha \omega \sqrt{\frac{1}{y} - 1}$$

Envisageons le cas particulier où $y = \frac{1}{2}$ et appelons $\Delta \omega^2$ la différence

$$\omega^2 - \omega_1^2$$

On a

$$\Delta \omega^2 = 2\alpha \omega$$

d'où

$$\alpha = \frac{\Delta \omega^2}{2\omega}$$

Cette formule nous servira à déterminer expérimentalement α .

Elle sert aussi à déterminer la résistance du circuit. On a vu en effet que

$$\alpha = \frac{R}{2L}$$

R étant la résistance ohmique. Or, si on calcule R par la formule d'Ohm

$$R = \rho \frac{l}{s}$$

ou si on la détermine expérimentalement au pont de Wheatstone par exemple, on trouvera pour α une valeur toute différente de celle trouvée par l'étude de la courbe de résonance. C'est qu'en effet l'amortissement ne dépend pas seulement de l'énergie perdue par effet Joule, mais encore de l'énergie perdue par induction dans les circuits métalliques avoisinants, par effluves (si potentiel très élevé), par hystérésis dans le diélectrique du condensateur et, enfin, par l'émission d'ondes hertziennes. Si on s'arrange pour diminuer et même annuler sensiblement tous ces phénomènes secondaires, il n'en reste pas moins que l'effet Joule n'est pas le même en courant alternatif de haute fréquence qu'en courant continu. En effet, le champ magnétique oscillant qui existe à l'intérieur même du métal crée, d'après Lenz, une force électromotrice d'induction qui s'oppose au passage du courant; la distribution du champ de force montre que l'intensité du courant va en diminuant de la périphérie vers l'axe du conducteur et, en fait, le courant de haute fréquence ne circule que dans une couche très mince à la surface du métal (effet de peau). On sait d'ailleurs calculer, en fonction de la fréquence, la profondeur à laquelle la densité de courant est réduite au $\frac{1}{100}$ ou au $\frac{1}{1000}$ de sa valeur périphérique. Ainsi, on est conduit à prendre pour la résistance une autre définition. En courant continu, la résistance est définie par l'énergie perdue par effet Joule; en courant de haute fréquence, elle sera définie par la totalité de l'énergie perdue à chaque oscillation, c'est-à-dire par la quantité αT qui est, comme nous l'avons vu plus haut, le décrément logarithmique du mouvement oscillatoire.

En résumé, la résistance d'un circuit parcouru par un courant à haute fréquence de pulsation déterminée (car R est fonction de ω par suite de l'effet de peau) sera donnée par la relation

$$R = 2\alpha L$$

La courbe de résonance tracée, on aura pour la fréquence de résonance

$$R = \frac{\Delta \omega^2}{\omega} L.$$

Il est intéressant de calculer le décrément logarithmique δ , qui — aussi bien que α — détermine l'allure de la courbe de résonance. On a

$$\delta = \frac{2\pi\alpha}{\omega}$$

et par suite

$$\delta = \pi \frac{\Delta \omega^2}{\omega^2}.$$

b). Valeur de α
et de δ en fonction de C

Expérimentalement, il est plus facile de tracer la courbe en portant en abscisse la capacité au lieu de ω^2 ; il faut donc exprimer α et δ en fonction de C . On a

$$\delta = \frac{\omega^2 - \omega_1^2}{\omega^2} \pi$$

Puisqu'on supprime toujours R petit devant l'impédance, on a

$$\omega^2 = \frac{1}{LC}$$

et, puisque $\omega^2 - \omega_1^2$ est petit, nous pouvons l'identifier avec $d\omega^2$

$$|d\omega^2| = \frac{dc}{LC^2}$$

par suite, il vient

$$\delta = \pi \frac{dc}{c}$$

Quant à l'amortissement, nous avons

$$\alpha = \frac{\omega}{2\pi} \delta$$

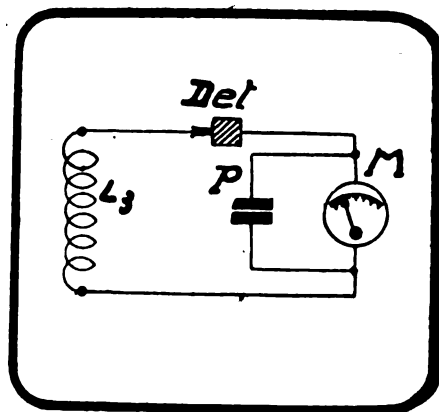


Fig. 8.

et, par suite

$$\alpha = \frac{\omega}{2} \frac{dc}{c}$$

Enfin, la résistance peut s'écrire sans faire intervenir la valeur de L comme précédemment; en effet, il vient

$$R = \omega \frac{dc}{c} L$$

mais

$$L = \frac{1}{\omega^2 c}$$

donc

$$R = \frac{1}{\omega} \frac{dc}{c^2}$$

Donc, dans toutes ces formules il faut connaître soit la variation de fréquence, soit la variation de capacité qui fait passer le courant I^2 de sa valeur maximum à sa valeur moitié. Voyons donc le moyen qui permet de déterminer, sinon la valeur absolue, du moins une quantité proportionnelle au carré de l'intensité maximum du courant oscillant dans un circuit donné.

II. Etude expérimentale

1° PRINCIPE

On réalisera le circuit inducteur par une hétérodyne génératrice d'oscillations entretenues. Le circuit induit «résonnant» sera composé d'une bobine de self L fixe et d'un condensateur variable C , qui sera à variation linéaire de capacité ou de fréquence. Pour mesurer l'intensité du courant qui le parcourt, il faut y intercaler un ampèremètre pour courants de haute fréquence. Mais il est difficile d'avoir un thermique suffisamment sensible qui soit fidèle; de plus, son introduction dans le circuit oscillant change ses caractéristiques et augmente notablement sa résistance. On est conduit par suite à diminuer la résistance de l'ampèremètre, c'est-à-dire la longueur du fil qui la compose, à une dimension telle que sa dilatation est absolument insensible. On mesure alors son échauffement par un couple thermoélectrique (fil de nature différente disposé en croix). Le procédé est délicat et nécessite de plus l'emploi d'un galvanomètre spécial, très sensible.

Le procédé que nous allons utiliser ne nécessitera, comme instrument de

mesure, qu'un galvanomètre ordinaire, ou même un milliampèremètre à cadre du type courant; de plus, il aura l'avantage de n'introduire aucun élément perturbateur dans le circuit résonant, qui sera constitué uniquement par sa self et son condensateur. Le principe de la mesure est le suivant: au lieu de mesurer directement l'intensité qui parcourt le circuit en étude, on mesure l'intensité qu'il induit dans un second circuit en couplage lâche avec lui dans lequel

électrostatique (par condensateur). Nous construirons un montage qui utilise simultanément les deux modes de réaction. Ce sera donc un véritable petit poste émetteur genre Hartley. Mais, comme nous n'avons besoin que d'une énergie très faible, on ne s'amusera pas à mettre plusieurs lampes en parallèle et il sera inutile de porter la plaque à une tension supérieure à 80 volts. Cependant, si on dispose du secteur *, il n'y aura nul inconvénient à le brancher directement.

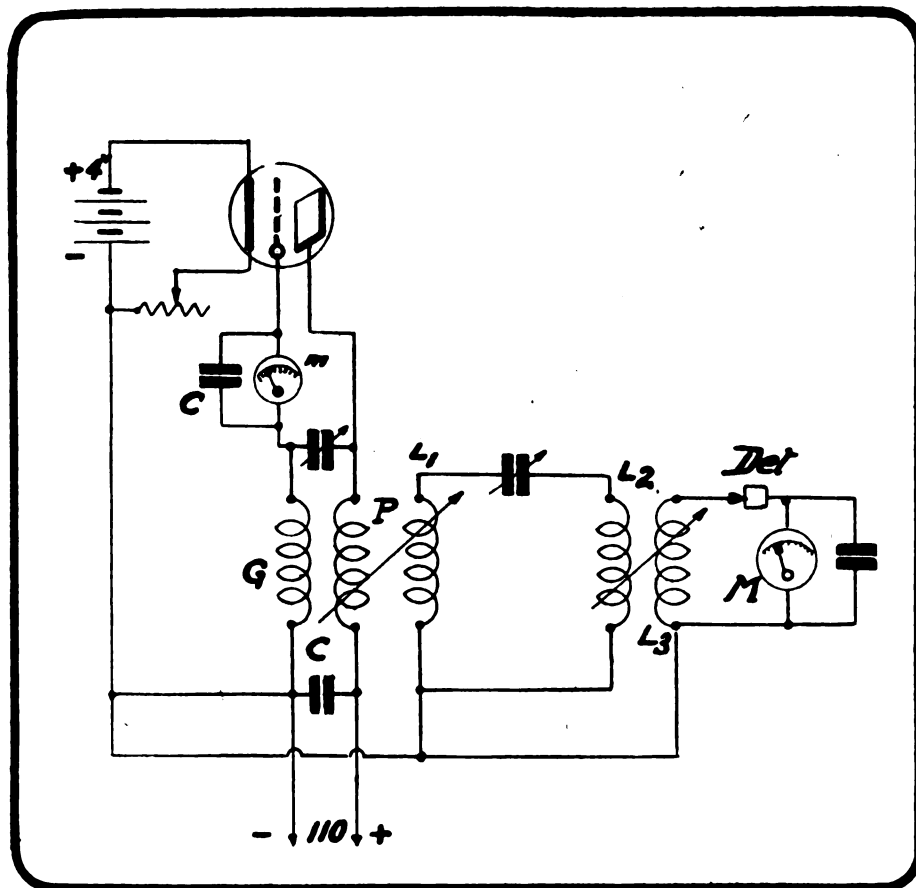


Fig. 9.

il est loisible de mettre un détecteur et par suite un milliampèremètre à courant continu.

2° GÉNÉRATEUR D'OSCILLATION

Ce sera une hétérodyne ordinaire. Pour sa construction, on lira avec fruit un article de M. Colonien, dans un Q S T. de 1926 *. On pourrait employer un montage avec couplage électromagnétique entre les bobines grille et plaque, ou bien un couplage

On mettra en série avec la grille un milliampèremètre (gradué de 0 à 5 milliampères par exemple) dont le double rôle sera indiqué plus loin. Il sera alimenté par un condensateur dont la capacité C sera de 5 à 10 millièmes de μF . Les bobines de grille et de plaque auront les valeurs convenables pour osciller sur une longueur d'onde qui sera comprise dans la bande de λ que la bobine de résonance, que nous étudions, peut couvrir. Le condensa-

* Q S T, n° 29, 1^{er} août 1926.

* Courant continu ou même courant alternatif.

teur C qui coupe les bobines G et P pour le courant continu — ou alternatif, à fréquence industrielle — devra avoir une petite impédance de façon que le courant haute fréquence passe librement entre P et G. Sa capacité sera, par suite, de 0,5 à 2 μ F. Le condensateur variable sera d'un modèle à faible perte et le profil des lames sera quelconque (variation linéaire de capacité, de fréquence ou de longueur d'onde). Sa valeur maximum sera de 0,5 millièmes de μ F. Le filament sera alimenté sous 4 ou 6 volts, suivant la nature de la lampe, et on utilisera un rhéostat très progressif.

Dans ces conditions, le poste doit osciller immédiatement dès l'allumage de la lampe, ce qui sera indiqué par le milliampèremètre m qui décelera un courant notable.

3° CIRCUIT RÉSONANT

C'est le circuit dont nous voulons tracer la courbe de résonance et déterminer le décrément, l'amortissement et la résistance.

Il faudra séparer la self en deux parties L_1 et L_2 , sensiblement égales, dont une partie L_1 sera couplée avec P — self de plaque de l'hétérodyne — et dont l'autre partie L_2 sera couplée au circuit détecteur. Le condensateur aura une capacité de 0,5 millièmes de μ F. Si les plaques sont semi-circulaires, on posera que la capacité est proportionnelle à l'angle de rotation. Sur la ligne des abscisses de la courbe de

résonance, on portera donc les différentes valeurs de Θ — angle de rotation — et on obtiendra la courbe

$$I^2 = f(c)$$

Si le condensateur suit la loi du carré

$$\Theta = k \sqrt{c}$$

on portera en abscisse un nombre proportionnel à la longueur d'onde. Sa courbe aura même allure que précédemment. Enfin, si l'on emploie un condensateur à variation linéaire de fréquence, il suffira d'élever au carré chaque nombre pour porter en abscisse des longueurs proportionnelles à ω^2 . On obtiendra la courbe

$$I^2 = \varphi(\omega^2)$$

qui présente un axe de symétrie et qui se prête le mieux aux mesures de α , de δ et de R.

4° CIRCUIT DÉTECTEUR

C'est un circuit sans capacité d'accord. Il comprendra uniquement une self L_3 couplée avec L_2 , un détecteur à contact cristal-pointe et un milliampèremètre M, gradué de 0 à 1 milliampère shunté par un fort condensateur T (0,5 à 2 μ F) qui laissera passer le courant de haute fréquence non détecté.

La bobine L_3 aura un nombre de tours du même ordre de grandeur que celui de la bobine L_2 .

Le détecteur sera à galène et, comme on ne recherche pas la sensibilité, le contact sera franc, c'est-à-dire que

la pression de la pointe sur le cristal sera suffisante pour être stable.

5° MONTAGE

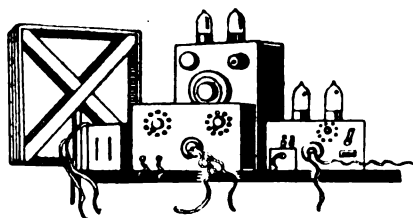
PRÉCAUTIONS À PRENDRE

Afin d'avoir une origine des potentiels fixe et bien déterminée, on réunira tous les circuits du pôle négatif de la batterie de chauffage. Le montage total se présente alors suivant le schéma (fig. 9).

Le couplage de P avec L_1 sera lâche pour la raison que nous avons expliquée précédemment. De même, celui de L_2 avec L_3 , afin que le courant qui parcourt le circuit détecteur ne réagisse pas sur le circuit résonnant. Par contre, les circuits grille et plaque de l'oscillateur seront à couplage serré. Enfin, pour que l'hétérodyne n'ait aucune action directe sur le circuit détecteur, les bobines P et L_2 seront très éloignées (au moins de 80 cm.) et à angle droit; ainsi, toutes les connexions seront longues, sauf celles qui sont propres à l'hétérodyne, qui seront le plus courtes possible.

On reconnaîtra que le couplage de P et de L_1 est suffisamment faible lorsque le courant grille que décelé le milliampèremètre M varie peu à la résonance, c'est-à-dire au moment où le courant détecté passe par un maximum (lecture sur M). C'est le second rôle de l'indicateur m que nous avons indiqué plus haut.

(A suivre.)



UN ONDEMÈTRE PRATIQUE

par R. ALINDRET

■ ■ ■ ■ :

L'ONDEMÈTRE est un instrument que tout amateur devrait posséder à côté de son poste de T. S. F., car il lui permettrait d'améliorer notablement le rendement de ce dernier.

Nous allons indiquer, dans les lignes qui vont suivre, la façon de construire un de ces appareils ainsi que les différentes mesures qu'il permet d'effectuer.

En principe, un ondemètre se compose essentiellement d'un circuit oscillant étalonné (fig. 1), circuit qui est composé d'une bobine de self-induction L connue et d'un condensateur variable C dont on connaît la capacité pour chacune de ses positions relatives.

Suivant la graduation sur laquelle se trouve le condensateur variable, on a donc, d'après la formule de Thomson :

$$\lambda = 1885 \sqrt{LC}$$

λ (lambda) représentant la longueur d'onde en mètres, L la self-induction de la bobine et C la capacité du con-

densateur pour la graduation sur laquelle il se trouve placé.

Afin de permettre l'utilisation de ce circuit oscillant, il faut lui adjoindre

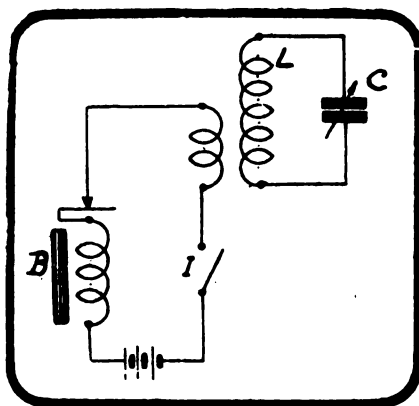


Fig. 2.

certaines organes qui complètent l'ondemètre de façon à en faire soit un véritable petit émetteur d'ondes amorties étalonnées et à faible puissance pour le réglage des postes récepteurs, soit un récepteur pour le réglage des postes d'émission et pour certaines mesures spéciales.

Pour faire de l'ondemètre un petit poste d'émission, il suffit de faire vibrer son circuit oscillant, et, pour cela, on emploie la méthode excessivement simple qui consiste à exciter par chocs ce circuit oscillant à l'aide d'un buzzer qui n'est autre chose qu'une petite sonnerie électrique sans timbre et sans marteau et qui vibre sur une fréquence assez élevée pour donner un son musical.

On obtient ainsi le schéma de la figure 2 sur laquelle on distingue la self L , le condensateur C , le buzzer B et un interrupteur I destiné à interrompre le courant d'excitation fourni par une petite pile R de lampe de poche placée dans l'ondemètre.

Pour que le circuit oscillant fonctionne comme circuit de réception pour l'étalonnage d'un poste émetteur, rien n'est plus simple ; il suffit de le compléter pour constituer un poste à galène sur lequel on peut brancher un écouteur qui permet d'entendre les émissions faites en ondes amorties ou en ondes entretenues modulées. Pour les émissions faites en ondes entretenues pures, un tel circuit ne

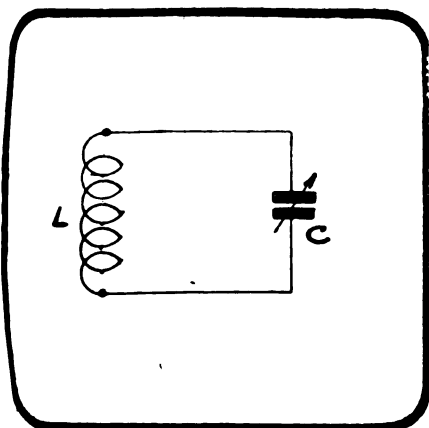


Fig. 1.

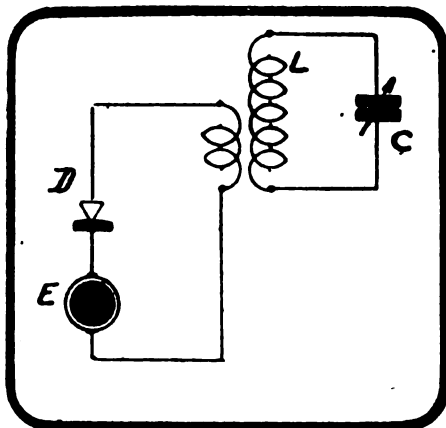


Fig. 3.

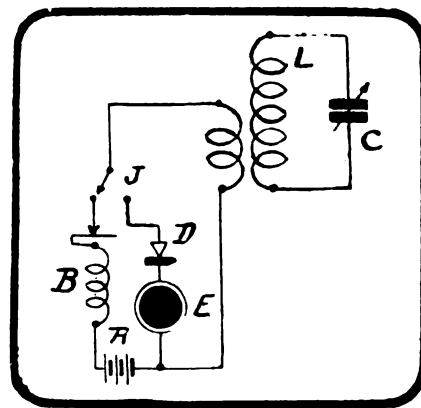


Fig. 4.

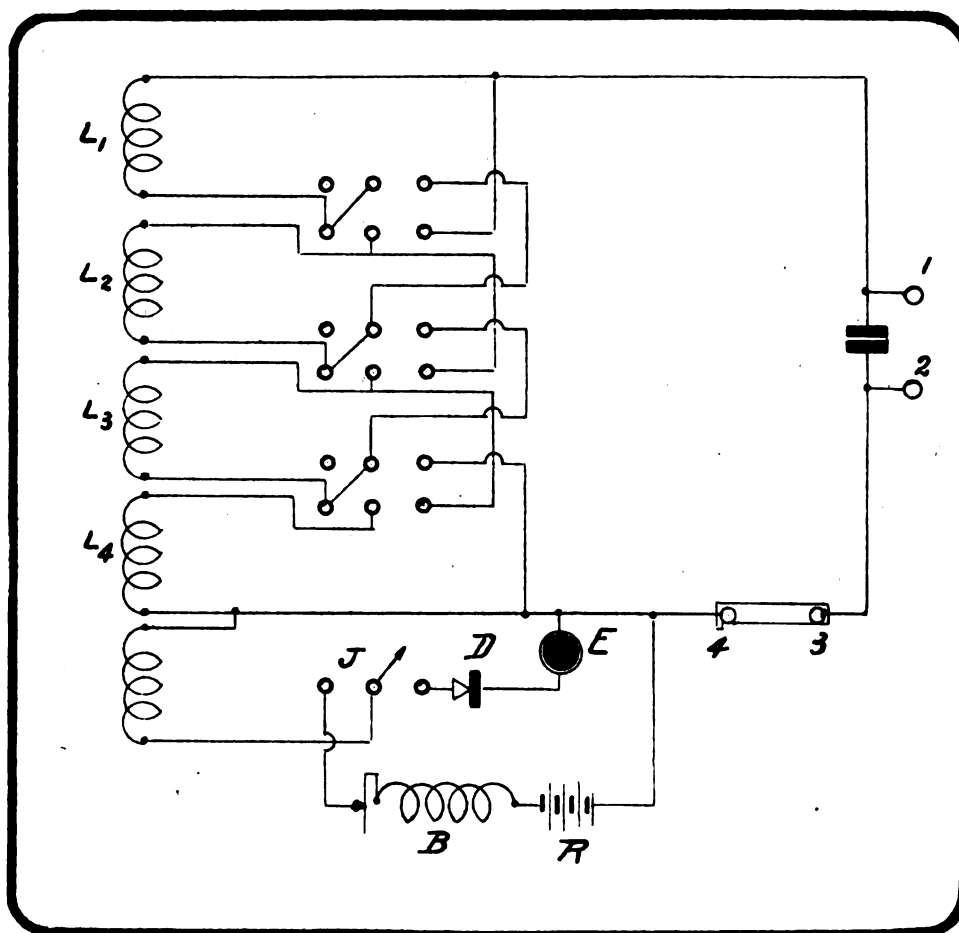


Fig. 5.

fonctionnerait pas, car il faudrait lui adjoindre un *tikker* coupant périodiquement les circuits.

Comme un tel appareil est délicat et exige un réglage continu, il est préférable de ne pas utiliser le casque et de le remplacer par un milliampèremètre à cadre mobile de 0 à 1 milliampère, que l'on branche à la place du casque.

Pour le réglage des postes émetteurs, on obtient ainsi le schéma représenté par la figure 3 dans lequel L et C représentent, la self et le condensateur du circuit oscillant, D le détecteur à galène et E l'écouteur, ou le milliampèremètre.

La combinaison en un seul des circuits 2 et 3 donne le circuit représenté par la figure 4 où l'on retrouve tous les organes déjà cités sauf l'interrupteur I qui est supprimé étant remplacé par le commutateur J.

Tel quel, ce circuit constitue un ondemètre complet permettant le réglage d'un poste émetteur ou récepteur pour une gamme de longueurs d'ondes

déterminée par la valeur de la self L et par les valeurs maximum et minimum du condensateur C.

Pour sortir de cette gamme, il faut remplacer L par une autre bobine de valeur différente, ce qui conduit à posséder un jeu de selfs permettant de couvrir toute la gamme des longueurs d'ondes utilisées en radiophonie.

De plus, si l'ondemètre peut servir à étalonner un poste émetteur ou récepteur, il ne peut être utilisé que pour cela.

Or, il peut être intéressant de pouvoir l'employer pour mesurer un condensateur, ou une self et pour toutes ces raisons nous adopterons définitivement le schéma de la figure 5 qui est exactement le même que celui de la figure 4, mais qui comporte une self variable composée de 4 sections égales L_1 , L_2 , L_3 , L_4 et 4 bornes 1, 2, 3 et 4 dont nous verrons le rôle par la suite.

Construisons donc, dès maintenant, notre ondemètre et, dans ce but, procurons-nous le matériel nécessaire au montage.

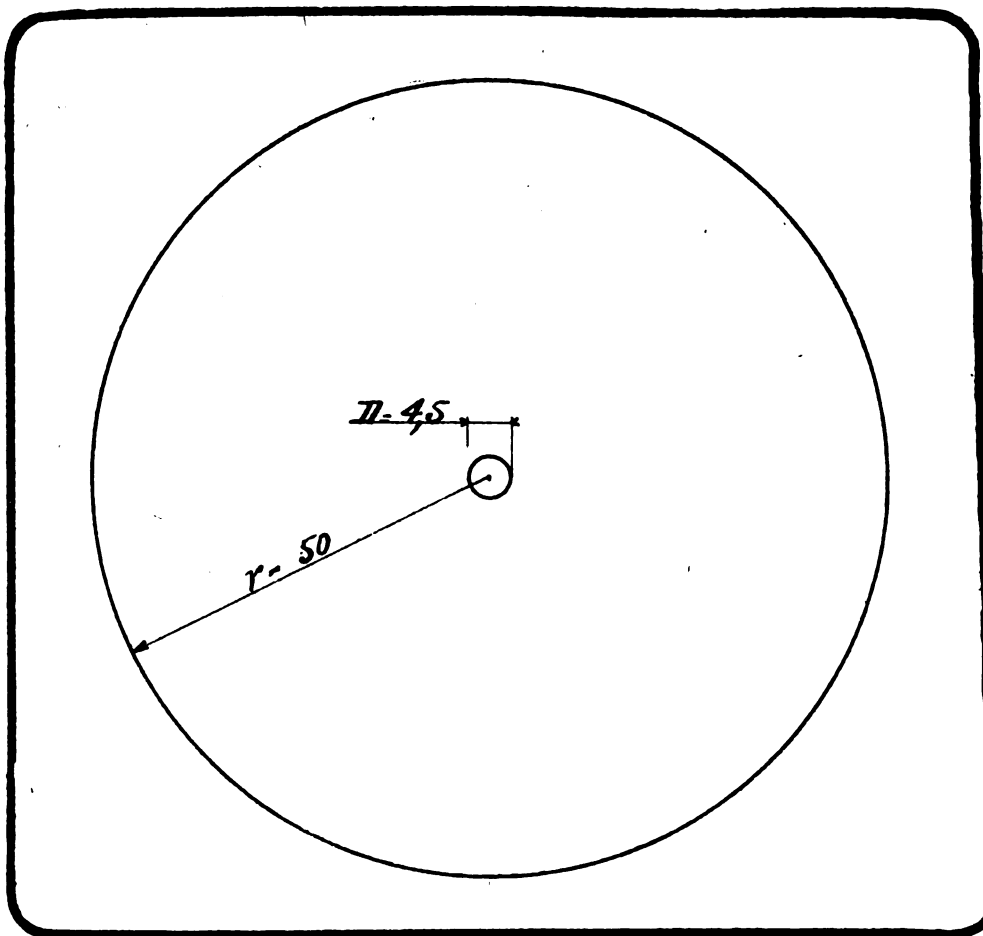
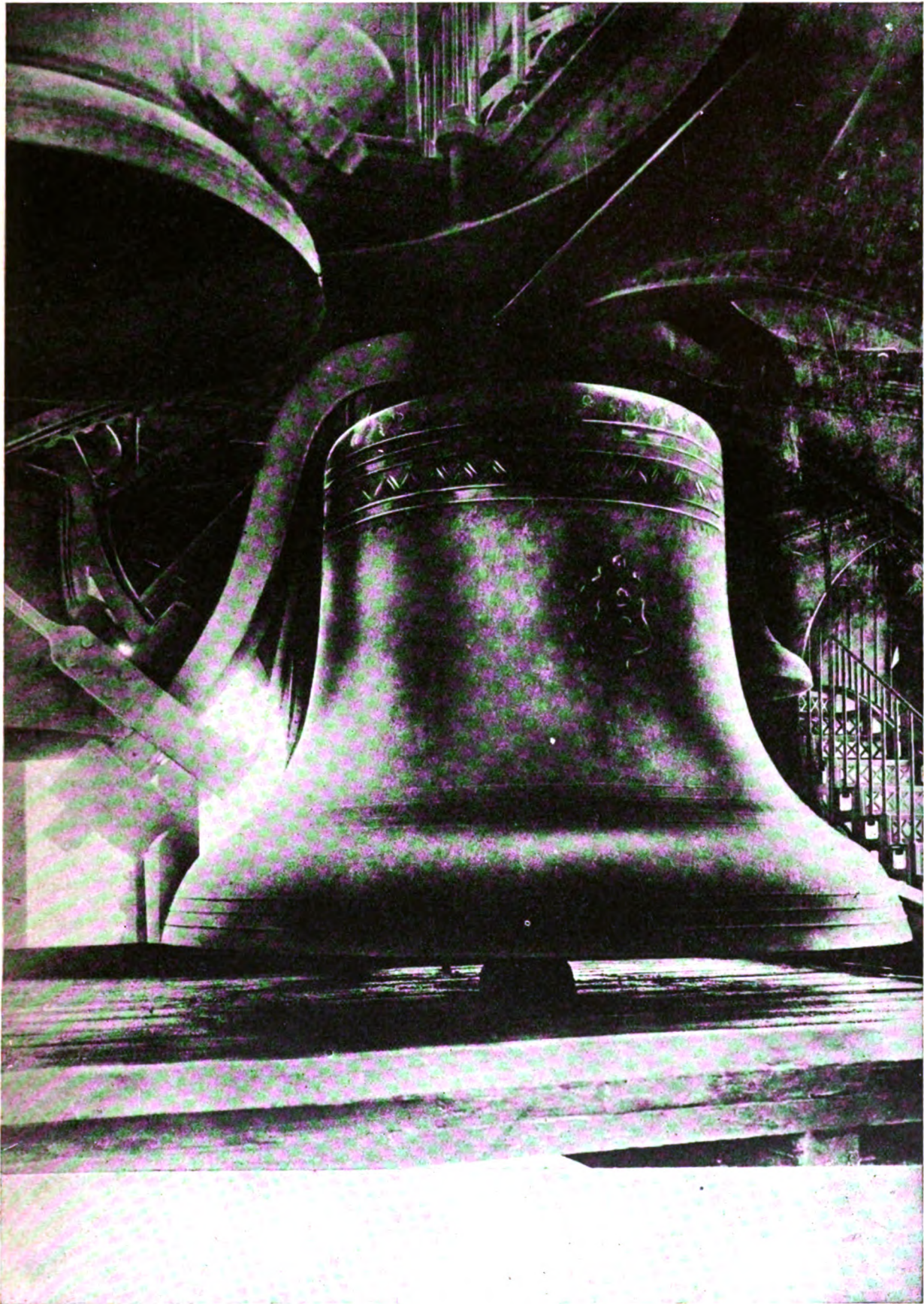
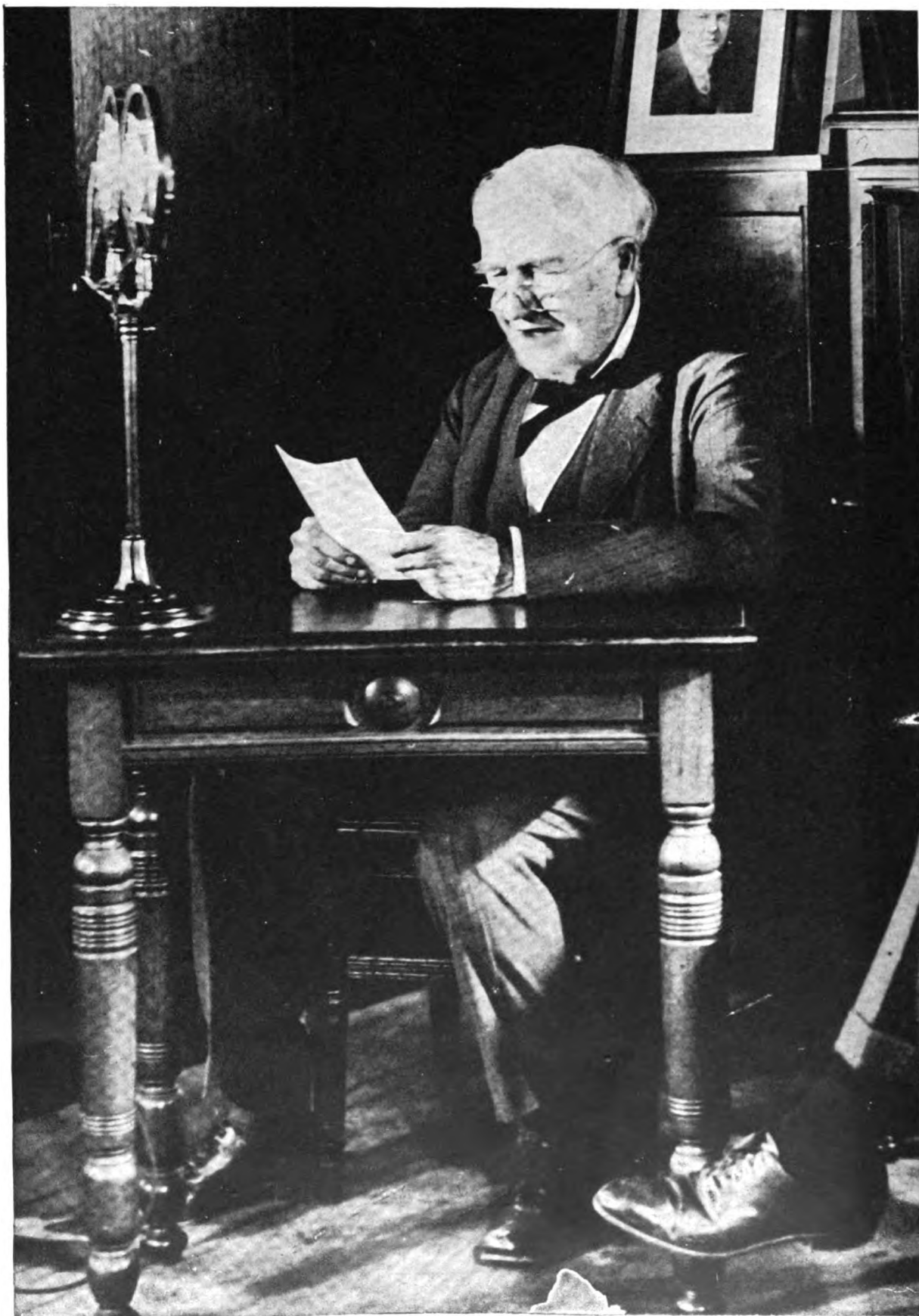


Fig. 6.



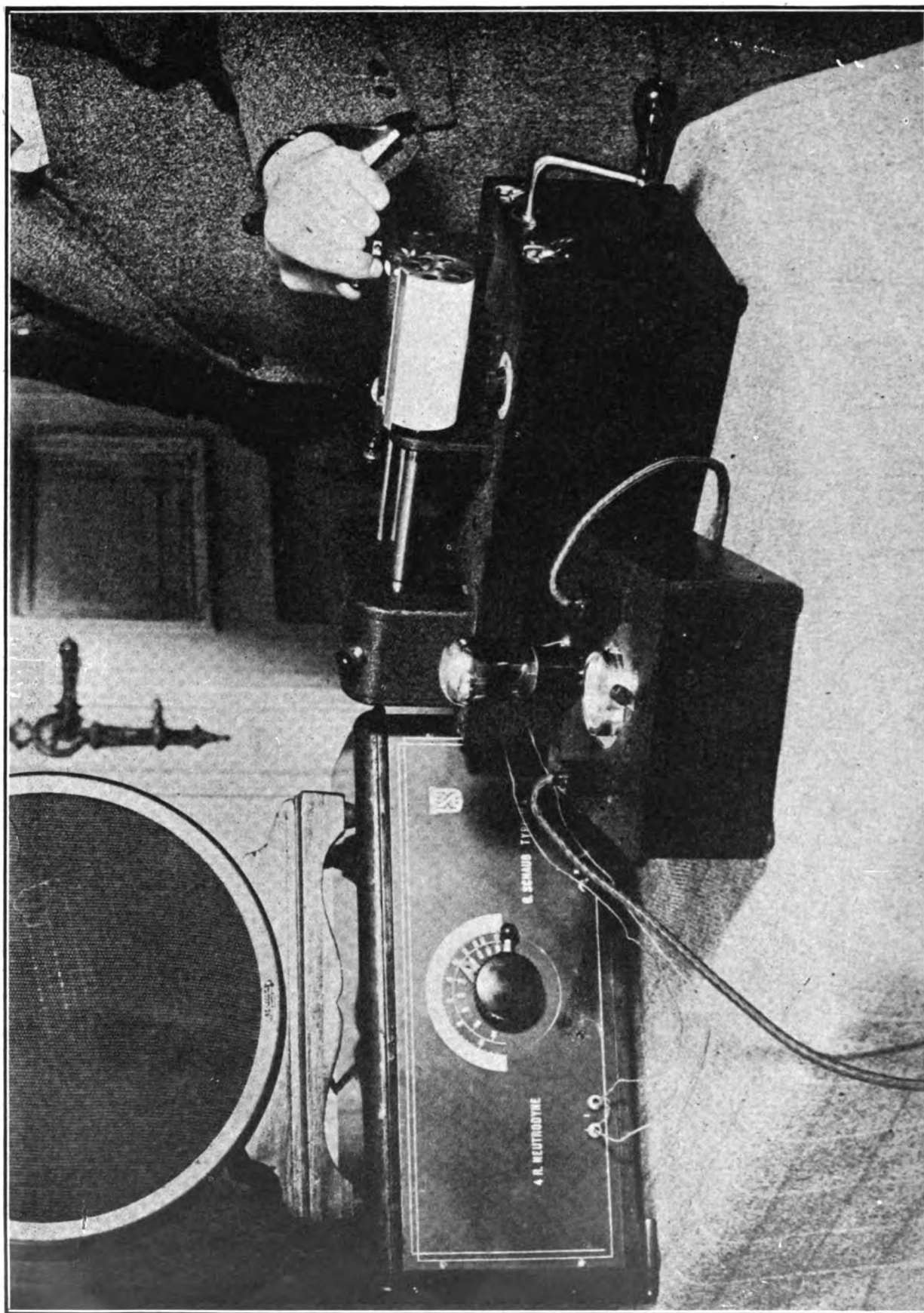
« BIG-BEN », LA CÉLÈBRE CLOCHE
QUE LES AUDITEURS DES STATIONS ANGLAISES ENTENDENT CHAQUE JOUR



LE « MAGICIEN » EDISON, INCAPABLE DE PRÉSIDER UN BANQUET
DONNÉ EN SON HONNEUR, PRONONCE SON DISCOURS PAR T. S. F.



M. MORRISH, SECRÉTAIRE DU PARTI CONSERVATEUR ANGLAIS,
FAIT CAMPAGNE PAR MICRO ET HAUT-PARLEURS



ENSEMBLE DU SYSTÈME DE RÉCEPTION DE TÉLÉPHOTOGRAPHIE " FULTON "

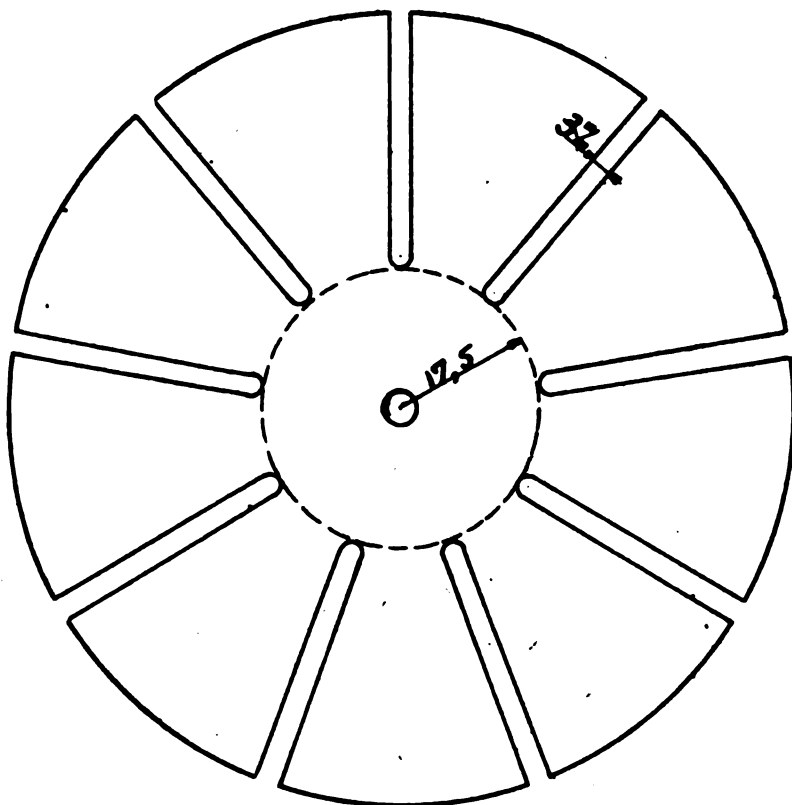


Fig. 7.

Nous allons, en premier lieu, construire la self L en procédant de la façon suivante.

Prendre du carton glacé de 8/10 d'épaisseur, carton connu chez les électriciens sous le nom de pressphan et chez les marchands de papier sous la dénomination de carte de Lyon et découper 9 disques de 100 % de diamètre, puis percer au centre de ces disques un trou de 4,5 % de diamètre (fig. 6), destiné à l'assemblage des sections de la self.

Quatre des disques seront entaillés comme l'indique la figure 7 et c'est sur eux que sera effectué le bobinage des 4 sections L_1 , L_2 , L_3 , L_4 de la bobine L. Sur chacun de ces 4 disques, on bobinera en fond de panier 40 spires en fil de 4/10 guipé de deux couches de coton puis on les empilera l'un sur l'autre en prenant soin que les 4 enroulements soient dans le même sens et en les séparant l'un de l'autre par un des disques non encochés

On placera aussi un de ces disques de chaque côté, puis on assemblera le tout par une vis de 4 passant par le centre et un écrou de 4 serré à fond sur la vis.

A l'aide d'un morceau de ficelle quelconque, on serrera l'un contre l'autre les bords de l'ensemble ainsi obtenu, puis on plongera le tout pendant une dizaine de minutes dans de la paraffine bouillante et on laissera refroidir.

Une fois la ficelle enlevée, on obtient un bloc pratiquement indéformable d'où sortent 8 extrémités de fil correspondant aux entrées et aux sorties de L_1 , L_2 , L_3 , et L_4 , les entrées étant constituées par les fils placés vers le centre des quatre bobines et les sorties se trouvant vers l'extérieur.

Le plan de réalisation inclus dans le présent numéro du QST ne permettant pas de se rendre compte exactement de la façon dont sont branchées les bobines sur les inverseurs, nous indiquons ces branchements par la figure 8.

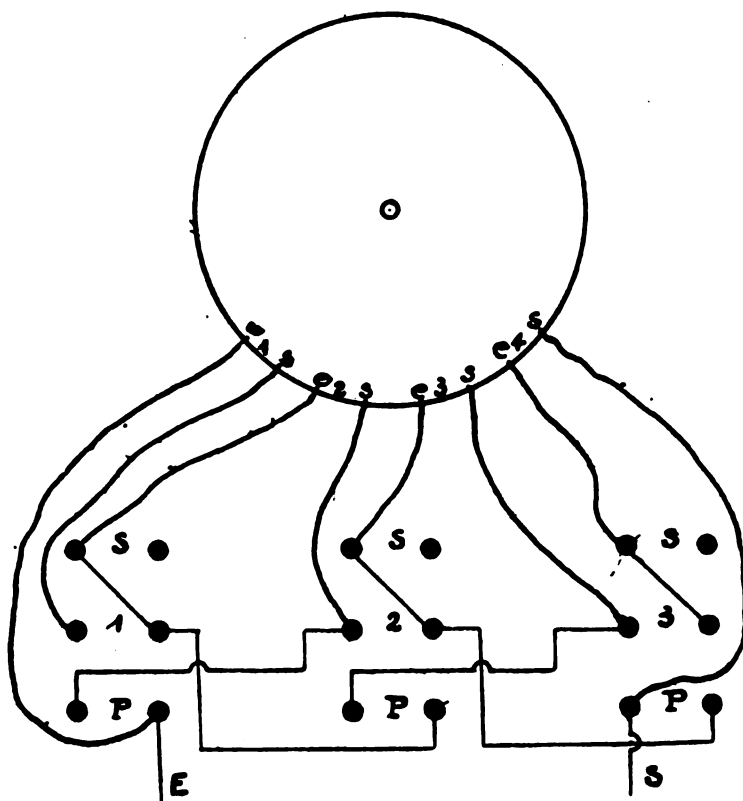


Fig. 8.

L'EXCITATION D'UNE ANTENNE EN FONCTION DE LA DIRECTION DU CHAMP ÉLECTROMAGNÉTIQUE

(Suite)

Par Gustave HACK, docteur ès sciences.

■ ■ ■ ■ ■

NOUS avons vu que l'amplitude du courant I ne devient jamais zéro à cause de l'annulation de la racine carrée dans le membre droit de l'équation (161). Pour étudier si l'amplitude du courant peut être zéro, il faut donc étudier les valeurs du coefficient K qui est une fonction de β , donc il peut arriver que K s'annule pour certaines valeurs de β .

Nous avons dit qu'on peut simplifier les solutions de notre équation différentielle en disposant convenablement de la phase des ondes arrivantes. Nous supposons donc que nous avons disposé convenablement de la phase, ce qui veut dire que nous pouvons exprimer le champ par unité de longueur arrivant par la formule

$$F = E \sin(\omega_1 t - g) \quad (170)$$

au lieu de la formule (98). Nous obtenons donc, comme solution particulière de l'équation différentielle (102)

$$W_2 = P \cdot \sin\left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} x - \omega_1 t\right) \quad (171)$$

où il faut déterminer l'amplitude P . Pour cela nous mettons W_2 dans l'équation différentielle, ce qui donne l'équation (172),

$$\begin{aligned} & \left[-P \left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} \right)^2 + P \cdot L \cdot C \omega_1^2 \right] \\ & \sin\left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} x - \omega_1 t\right) \\ & + P \cdot w C \omega_1 \cdot \cos\left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} x - \omega_1 t\right) \\ & = E \cos \beta \cdot \sin\left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} x - \omega_1 t + g\right) \end{aligned}$$

De cela nous obtenons pour la solution de la valeur de l'amplitude P , l'équation

$$P^2 \omega_1^4 \left[LC - \frac{\sin^2 \beta}{V^2} \right]^2 + P^2 \omega_1^2 w^2 C^2 = E^2 \cos^2 \beta \quad (173)$$

ou

$$P^2 = \frac{E^2 \cos^2 \beta}{\omega_1^4 \left(LC - \frac{\sin^2 \beta}{V^2} \right)^2 + \omega_1^2 w^2 C^2} \quad (174)$$

et finalement.

$$P = \frac{E \cos \beta}{\omega_1 \sqrt{\omega_1^4 \left(LC - \frac{\sin^2 \beta}{V^2} \right)^2 + w^2 C^2}} \quad (175)$$

Pour calculer la valeur de la différence de phase g nous nous servons des équations

$$Q \cdot \cos g = \left[-P \left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} \right)^2 + P L C \omega_1^2 \right] \quad (176)$$

et

$$Q \cdot \sin g = P \cdot w C \omega_1 \quad (177)$$

De cela nous tirons

$$\operatorname{tg} g = \frac{w C}{\omega_1 \left(LC - \frac{\sin^2 \beta}{V^2} \right)} \quad (178)$$

où toutes les quantités sont connues.

De la démonstration plus haut, nous savons que

$$i = -C \frac{dW}{dt} \quad (179)$$

donc nous obtenons de (171) qu'une solution particulière de i est égale à

$$i_p = P \cdot C \omega_1 \cdot \cos\left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} x - \omega_1 t\right) \quad (180)$$

La solution générale est donc obtenue en prenant la somme de la solution particulière (180) et une solution générale de i de l'équation (25) qui est — comme nous savons — aussi l'équation différentielle de i . La solution générale de i devient donc

$$\begin{aligned} i &= e^{m_1 x} [A \sin(m_1 x + \omega t) + B \cos(m_1 x + \omega t)] \\ &+ e^{-m_1 x} [A' \sin(m_1 x - \omega t) + B' \cos(m_1 x - \omega t)] \\ &+ P \cdot C \cdot \omega_1 \cdot \cos\left(\frac{\omega_1 \sin \beta}{V} x - \omega_1 t\right) \end{aligned} \quad (181)$$

D'une manière analogue à celle que nous avons employée plus haut nous pouvons aussi ici affirmer que la valeur de ω_1 est la même que la valeur de ω , donc nous pouvons supprimer l'indice de ω_1 , et la solution générale de i devient donc

$$\begin{aligned} i &= e^{m_1 x} [A \sin(m_1 x + \omega t) + B \cos(m_1 x + \omega t)] \\ &+ e^{-m_1 x} [A' \sin(m_1 x - \omega t) + B' \cos(m_1 x - \omega t)] \\ &+ P \cdot C \cdot \omega \cdot \cos\left(\frac{\omega \sin \beta}{V} x - \omega t\right) \end{aligned} \quad (182)$$

Ici il faut seulement chercher les valeurs des constantes d'intégration A, A', B et B' , ce qu'on fait selon les données du problème. Les valeurs de ω, m_1 et m_2 sont cependant déjà déterminées implicitement. En effet la valeur de ω est directement donnée, car ω est la pulsation des ondes arrivant à l'antenne. Mais si ω est déterminé, les valeurs de m_1 et m_2 sont données par l'équation (67).

Pour avoir une forme de la solution qui est plus semblable à celle que nous avons trouvée plus haut, nous pouvons changer le cosinus du dernier terme de (182) en un sinus par un déplacement de l'origine de t et en même temps une modification légère des constantes d'intégration A, A', B et B' , toutes deux des opérations qui sont principalement sans importance. Nous obtenons donc au lieu de (182) la solution de i

$$\begin{aligned} i &= e^{m_1 x} [A \sin(m_1 x + \omega t) + B \cos(m_1 x + \omega t)] \\ &+ e^{-m_1 x} [A' \sin(m_1 x - \omega t) + B' \cos(m_1 x - \omega t)] \\ &+ P \cdot C \cdot \omega \cdot \sin\left(\frac{\omega \sin \beta}{V} x - \omega t\right) \end{aligned} \quad (183)$$

Si nous mettons dans cette formule

$$P \cdot C \cdot \omega = K \quad (184)$$

elle devient exactement égale à la formule (112) que nous avons déjà

traitée. Tout ce que nous avons trouvé regardant la solution de i selon la formule (112) peut donc immédiatement être appliqué sur la solution de i selon la formule (183) si nous prenons seulement la valeur de K d'après (184) ou

$$K = \frac{P}{C\omega} \quad (185)$$

et finalement

$$K = \frac{E \cos \beta}{C\omega \sqrt{\omega^2 \left(LC - \frac{\sin^2 \beta}{V^2} \right)^2 + w^2 C^2}} \quad (186)$$

où nous avons exprimé la valeur de K en des quantités connues et la variable β , c'est-à-dire l'inclination de la direction des ondes à la perpendiculaire de l'antenne.

Dans la démonstration plus haut nous avons étudié l'amplitude du courant dans le milieu de l'antenne et nous avons, pour cette amplitude trouvé l'expression (161) où nous avons encore considéré K comme inconnu. Maintenant nous avons trouvé la valeur de K dans la formule (186) et nous pouvons donc étudier la variation du courant dans le milieu de l'antenne en étudiant les variations de l'expression (186). Ces variations sont modifiées par la variation du facteur

$$G = \frac{1}{\sqrt{\Delta_1}} \sqrt{\cos^2 \gamma + \Delta_1 - 2 \cos m_1 l \cdot \cosh m_2 l \cdot \cos \gamma} \quad (187)$$

Nous allons maintenant étudier un cas spécial, mais qui est d'une grande importance, savoir le cas où l'antenne est accordée d'après les ondes reçues. Cela veut dire que la longueur de l'antenne, que nous supposons rectiligne, est égale à un nombre entier de demi-longueurs d'onde. Cependant nous étudions ici le courant dans le milieu de l'antenne où nous désirons un ventre du courant, donc nous supposons que l'accord est réalisé et que la longueur de l'antenne est égale à un nombre impair de demi-longueurs d'onde. Comme la longueur de l'antenne est égale à $2l$, nous pouvons exprimer cela ainsi

$$2l = (2s + 1) \cdot \frac{\lambda}{2} \quad (188)$$

où λ est la longueur des oscillations qui se propagent le long de l'antenne et s est un nombre entier. De par exemple (183) nous pouvons cependant conclure que

$$\lambda = \frac{2\pi}{m_1} \quad (189)$$

donc

$$2l = (2s + 1) \cdot \frac{\pi}{m_1} \quad (190)$$

ou

$$m_1 l = \left(s + \frac{1}{2} \right) \pi = \frac{\pi}{2} + s \cdot \pi \quad (191)$$

donc nous obtenons

$$K = \frac{V \cdot E \cdot \cos \beta}{C\omega^2 \sqrt{\omega^2 (\varepsilon + \cos^2 \beta)^2 + 4\alpha^2 L^2 \cdot \frac{C^2}{LC} (1 + \varepsilon)}} \quad (192)$$

ou

$$K = \frac{V \cdot E \cos \beta}{C\omega^2 \sqrt{\omega^2 (\varepsilon + \cos^2 \beta)^2 + 4\alpha^2 LC (1 + \varepsilon)}} \quad (193)$$

Si nous utilisons encore une fois la relation (197) nous obtenons finalement

$$K = \frac{V \cdot E \cos \beta}{C\omega^2 \sqrt{\omega^2 (\varepsilon + \cos^2 \beta)^2 + 4\alpha^2 \cdot \frac{1}{V^2} (1 + \varepsilon)^2}} \quad (194)$$

Nous obtenons donc comme conséquence

$$\sin m_1 l = \pm 1 \quad (195)$$

et

$$\cos m_1 l = 0 \quad (196)$$

Cela simplifie beaucoup les expressions que nous avons étudiées plus haut. En effet, nous obtenons

$$\Delta_1 = \sinh^2 m_2 l \quad (197)$$

et

$$G = \frac{1}{\sinh m_2 l} \sqrt{\cos^2 \gamma + \sinh^2 m_2 l} \quad (198)$$

De plus nous allons simplifier l'expression K selon (186). Nous mettons

$$\frac{1}{LC} = V_1^2 \quad (199)$$

ce qui est une relation connue et où V_1 représente la vitesse de propagation des oscillations le long de l'antenne. V_1 est à peu près égal à V qui est la vitesse de propagation dans le vide, et nous pouvons en effet écrire

$$LC = \frac{1}{V_1^2} = \frac{1}{V^2} (1 + \varepsilon) \quad (200)$$

où ε est un nombre positif très petit. En considérant (197) nous obtenons donc de (186)

$$K = \frac{E \cos \beta}{C\omega^2 \sqrt{\omega^2 \cdot \frac{1}{V^2} (1 + \varepsilon - \sin^2 \beta)^2 + w^2 C^2}} \quad (201)$$

ou

$$K = \frac{V \cdot E \cdot \cos \beta}{C\omega^2 \sqrt{\omega^2 (1 + \varepsilon - \sin^2 \beta)^2 + w^2 C^2 V^2}} \quad (202)$$

D'après (27) nous avons cependant

$$w^2 = 4\alpha^2 L^2 \quad (203)$$

et de (197)

$$V^2 = \frac{1}{LC} (1 + \varepsilon) \quad (204)$$

Pour des valeurs de β qui ne sont pas trop voisines à $\frac{\pi}{2}$, donc quand $\cos \beta$ est assez grand, par exemple plus grand que $1/2$, nous pouvons employer une approximation utile. En effet, dans (204) la valeur de α qui représente l'amortissement de l'antenne est très petite, la valeur de V est cependant très grande. Nous pouvons donc négliger le dernier terme sous le signe de racine. De plus nous pouvons négliger la valeur de ε en comparaison à la valeur de $\cos^2 \beta$, c'est-à-dire nous mettons tout simplement

$$\varepsilon = 0 \quad (205)$$

et nous obtenons donc

$$K = \frac{VE \cos \beta}{C\omega^2 \sqrt{\omega^2 \cos^4 \beta}} \quad (206)$$

ou

$$K = \frac{VE}{C\omega^2 \cos \beta} \quad (207)$$

Pour des valeurs de β assez proches à 0, nous voyons que la variation de cette expression est assez lente, et nous obtenons les variations plus caractéristiques du courant dans le milieu de l'antenne en étudiant les variations de G .

Nous avons

$$\gamma = \frac{\omega \sin \beta}{V} l \quad (208)$$

Ici nous pouvons mettre

$$\omega = 2\pi n \quad (209)$$

et avec une très bonne approximation

$$V = n \cdot \lambda \quad (210)$$

où n est la fréquence des ondes et λ la longueur d'onde des oscillations qui se propagent le long de l'antenne. Nous obtenons donc

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{2\pi n \cdot \sin \beta}{n\lambda} \cdot l \\ &= \frac{2\pi}{\lambda} \cdot l \cdot \sin \beta \end{aligned} \quad (211)$$

De plus nous avons

$$\lambda = \frac{2\pi}{m_1} \quad (212)$$

donc nous pouvons finalement écrire

$$\gamma = \frac{2\pi}{\left(\frac{2\pi}{m_1}\right)} \cdot l \cdot \sin \beta = m_1 l \cdot \sin \beta \quad (213)$$

Mais nous avons supposé plus haut

$$m_1 l = \left(s + \frac{1}{2}\right)\pi \quad (214)$$

donc

$$\gamma = \left(s + \frac{1}{2}\right)\pi \sin \beta \quad (215)$$

Nous étudions premièrement les valeurs de β pour lesquelles

$$\cos \gamma = 0 \quad (216)$$

Donc il faut que

$$\gamma = \left(s_1 + \frac{1}{2}\right)\pi \quad (217)$$

où s_1 est un nombre entier arbitraire.

De (215) et (217) nous obtenons

$$\left(s_1 + \frac{1}{2}\right)\pi = \left(s + \frac{1}{2}\right)\pi \cdot \sin \beta \quad (218)$$

ce qui donne

$$\sin \beta = \frac{s_1 + \frac{1}{2}}{s + \frac{1}{2}} = \frac{2s_1 + 1}{2s + 1} \quad (219)$$

Les valeurs de $\sin \beta$ qui correspondent à la valeur $\cos \gamma = 0$ sont donc

$$\sin \beta = \frac{1}{2s+1}, \frac{3}{2s+1}, \frac{5}{2s+1}, \frac{7}{2s+1}, \dots \quad (220)$$

Puis nous cherchons les valeurs de $\sin \beta$ qui correspondent à la valeur

$$\cos \gamma = \pm 1 \quad (221)$$

Cela veut dire que

$$\gamma = s_1 \cdot \pi \quad (222)$$

et nous obtenons

$$s_1 \cdot \pi = \left(s + \frac{1}{2}\right)\pi \cdot \sin \beta \quad (223)$$

ce qui donne

$$\sin \beta = \frac{s_1}{s + \frac{1}{2}} = \frac{2s_1}{2s + 1} \quad (224)$$

Les valeurs de $\sin \beta$ qui correspondent aux valeurs $\cos \gamma = \pm 1$ sont donc données par la suite

$$\sin \beta = 0, \frac{2}{2s+1}, \frac{4}{2s+1}, \frac{6}{2s+1}, \frac{8}{2s+1}, \dots \quad (225)$$

Les valeurs de G qui correspondent

à la suite (220) nous obtenons de l'équation (195) ce qui donne

$$G = 1 \quad (226)$$

Les valeurs de G qui correspondent à la suite (225) nous obtenons aussi de (195) ce qui donne

$$G = \frac{\sqrt{1 + \sinh^2 m_1 l}}{\sinh m_1 l} \quad (227)$$

ou

$$G = \frac{\cosh m_1 l}{\sinh m_1 l} = \frac{1}{\tanh m_1 l} \quad (228)$$

Si, par I_m nous représentons la plus petite des valeurs correspondantes de l'amplitude du courant et par I_M la valeur plus grande correspondante nous obtenons, en considérant aussi les valeurs de K

$$I_m = \frac{VE}{C\omega^2 \cdot \cos \beta} \quad (229)$$

et

$$I_M = \frac{VE}{C\omega^2 \cdot \cos \beta \cdot \tanh m_1 l} \quad (230)$$

Quand β augmente de zéro $\sin \beta$ passe alternativement des valeurs de la suite (225) et (220) et les valeurs du courant varient entre des valeurs de la forme (230) et (229). Si donc s est un nombre assez grand, c'est-à-dire si l'antenne est accordée sur un harmonique assez haut, cette variation se fait assez rapidement. Les variations du courant entre des valeurs maximum et des valeurs minimum se suivent dans une cadence assez rapide. Cependant nous devons nous rappeler que les formules sont approximatives et donnent des bonnes valeurs seulement si la valeur de β n'est pas proche à $\frac{\pi}{2}$.

(A suivre).



CAUSERIE SUR LA MATIÈRE

par Louis LA PORTE

■ ■ ■ ■ ■

IL n'y a pas lieu de s'étendre longuement sur l'idée que se faisaient de la matière les savants de l'antiquité. C'étaient, dans le domaine de la raison pure, des hommes d'une intelligence merveilleuse, comme le prouvent leurs systèmes métaphysiques, leurs découvertes de la géométrie et de certains principes de la physique. Mais, pour pénétrer les mystères de la matière, il leur eût fallu un esprit de recherche qui leur faisait défaut et l'emploi d'une méthode expérimentale, ce qui dépassait de beaucoup leurs moyens; et même, eussent-ils recueilli des résultats d'expérience, leur grossière numération écrite qui rendait difficile la plus simple opération d'arithmétique, leur ignorance de l'algèbre, ne leur eussent probablement pas permis d'en déduire grand-chose.

Pythagore, qui passe pour une des plus belles intelligences de la Grèce, semble seul avoir eu l'idée que certaines lois du monde pouvaient donner lieu à des relations numériques.

Donc, en dehors des explications mythologiques, on avait sur la matière les idées les plus enfantines. Il existait trois corps, l'eau, l'air, le feu, dont tout était formé, peu importait comment.

Plus tard, il est vrai, Démocrite a émis la théorie des atomes, petites choses qui s'accrochaient les unes aux autres pour tout constituer. Cette idée, toute d'imagination, ne reposait sur rien; elle n'a été le point de départ d'aucune étude; on la retrouve embellie et développée poétiquement dans Lucrèce. A signaler, en passant, parmi ces philosophes antiques qui ont vraiment épuisé la plupart des théories métaphysiques, un certain Sextius Empiricus, de médiocre noto-

riété, certes, qui émet une critique scientifique des plus curieuses et des plus hardies. Il trouve trop orgueilleuse la science mathématique, bien courte pourtant à son époque; il l'accuse de ne reposer que sur des conventions intellectuelles, sur des *commodités* diront plus tard le grand Poincaré et ses disciples.

Vient le moyen âge; on y fait en même temps de la magie et de l'alchimie. Rien d'important à y glaner, et vraiment cette époque ne peut s'enorgueillir d'avoir cherché à fabriquer de l'or (ce que la science moderne a reconnu possible, à un prix tel, il est vrai, que cette production n'aurait aucun intérêt). Cette recherche au moyen âge ne reposait que sur des idées en l'air et ne pouvait aboutir à rien avec les procédés de ces gens-là.

Il faut arriver au XVII^e siècle pour assister au développement des sciences exactes, mathématiques, physique et chimie. C'est à Descartes et à son école que l'on doit la formation de l'esprit scientifique, la création de la méthode indispensable à tout progrès, reposant sur l'expérience interprétée par la raison.

Voici, en mathématiques, l'analyse, le calcul différentiel, sans lequel on ne saurait utiliser les lois astronomiques qu'on va découvrir.

La physique naît avec Pascal, Huyghens, etc.

La chimie apparaît plus tard, à la fin du XVIII^e siècle et au commencement du XIX^e. Lentement s'élaborent les lois qui figurent encore aux premiers chapitres de nos manuels. C'est à l'intuition géniale des Lavoisier, des Dalton, des Proust, des Avogadro interprétant les résultats de leurs expériences que sont dues ces lois dont rien n'égale la profondeur, la simpli-

cité, l'exactitude: les découvertes les plus récentes n'y ont rien trouvé à reprendre.

Il faut lire l'histoire de la chimie pour comprendre combien ces conceptions, qui semblent aujourd'hui s'imposer à tous, ont mis de temps à obtenir droit de cité en certains esprits. N'est-ce pas encore assez récemment qu'Osterwald mettait en doute l'existence des molécules et des atomes?

Donc, dès le début du XIX^e siècle, on a l'idée assez nette de ce que peut être la matière; on ne la croit plus continue, divisible à l'infini, une dernière partie de la matière insécable s'impose à l'esprit; on l'appelle atome, on la devine très petite, sans soupçonner sa réelle petitesse; on ne sait pas si sa substance est la même pour tous les corps; on sait qu'un même volume de gaz différents contient le même nombre d'atomes et on calcule le rapport des poids atomiques.

Et pendant un demi-siècle, on piétinera sur place, on n'ajoutera rien de plus nouveau à ce chapitre-là.

La chimie doit attendre que l'électricité lui vienne en aide, et au milieu du siècle cette pauvre électricité est encore dans l'enfance: on sait si peu de chose sur son compte.

Quand on pense que, vers 1880, M. Faye, un des plus grands savants, dans ses conférences au Collège de France, ne parle ni d'ions, ni d'électrons, se refuse à examiner ce que peuvent être un aimant, un courant. Ses leçons, remarquables d'ailleurs au point de vue qu'il a adopté, ne comprennent que des développements algébriques sur les lois de Biot, d'Ampère, de Laplace, etc.

Et puis beaucoup de physiciens, trompés par la simplicité de la loi

d'attraction newtonienne, cherchent à cette époque des lois analogues régissant tous les phénomènes.

On croit que la nature doit agir d'après un très petit nombre de règles simples imposées par la constitution inconnue de la matière ; ces règles existent : en les cherchant bien, on les trouvera.

Pure illusion dont on est revenu ; les détails du monde, à mesure qu'on les connaît mieux, s'enchevêtrent dans des complications de plus en plus mystérieuses. Le secret de la création est bien gardé, il est probable qu'il nous échappera toujours. A part les phénomènes astronomiques, rien de vaste dans le monde ne peut se traduire exactement par une loi exacte de notre mathématique.

Enfin, depuis 40 ans fouillée, interrogée dans tous les laboratoires, l'électricité consent à divulguer une partie de ses secrets et des progrès prodigieux permettent de pénétrer très avant dans le mystère de la constitution de la matière. On découvre les rayons X, γ , β , α , la radio-activité.

Il faudrait des volumes, il n'en manque pas, d'ailleurs, pour suivre pas à pas, à la suite d'expériences nombreuses, la marche des idées.

Soit dit en passant, il serait également intéressant de rappeler les discussions passionnées auxquelles donnaient lieu les théories nouvelles, trop passionnées même, les savants n'observant pas toujours dans l'ardeur des polémiques la courtoisie désirable.

Aujourd'hui, une même façon de voir s'est imposée : tous les savants s'accordent sur l'idée qu'on doit avoir de la matière, et cette idée, la voici :

L'atome existe ; mais ce n'est pas, comme certains se le figuraient, une petite bille insécable.

Chaque atome de tous les corps simples est bel et bien un système planétaire en raccourci, de dimensions d'une telle petitesse qu'elles ne disent pas plus à l'imagination que les dimensions gigantesques des mondes stellaires.

Rangeons tous les corps simples à la queue leu leu d'après leurs poids atomiques croissants et numérotons-les, à partir de 1.

Le nombre de satellites dans le système planétaire d'un corps est égal au numéro d'ordre du corps.

On ne peut vraiment rêver loi plus simple.

Tous les satellites d'un même corps, satellites d'un même corps, satellistes d'un corps différent, sont faits exactement de la même substance, inconnue du reste ; ils sont exactement pareils, on les appelle : électrons.

L'électron est donc le constituant universel du monde, il porte une charge toujours la même de cette chose inconnue appelée électricité négative.

Sa masse matérielle, ce que nous avons appelé en dynamique la masse, est extraordinairement petite : elle n'existe pas pour ainsi dire, on lit quelquefois, à tort d'ailleurs, qu'elle n'existe pas du tout.

Les électrons se répartissent d'abord sur une sphère concentrique au noyau (au centre du petit système planétaire). Au corps n° 8, oxygène, il y en a 8, vraisemblablement placés aux donc sommets du cube inscrit dans la sphère. Au corps n° 9, fluor, le 9^e satellite se place sur une 2^e sphère excentrique à la 1^{re}, toujours concentrique au noyau. Il en est de même pour les corps 9, 10, 11, 12... 16 : les satellistes 9^e 10^e, 11^e, 12^e... 16^e se placent sur la 2^e sphère. Les systèmes planétaires des corps 17 à 25 comportent de même une 3^e sphère et ainsi de suite de 8 en 8, 4^e sphère, de 26 à 34, etc.

Se rappeler que, tous les atomes des corps simples gazeux occupant le même volume, les sphères concentriques doivent d'autant plus serrer les unes sur les autres qu'elles sont en plus grand nombre.

Les propriétés chimiques semblent ainsi ne dépendre que du nombre d'électrons de l'atome ; il est donc très admissible que les atomes ne diffèrent entre eux que par le nombre d'enveloppes, c'est-à-dire se suivant dans la nomenclature générale de 8 en 8, puissent conserver des propriétés analogues ; c'est ce qui avait déjà frappé dans la classification de Mendeleef, sans qu'on pût trouver une explication de cette particularité.

Note sur la classification de Mendeleef. - Dès les débuts de la chimie, les métalloïdes, d'après leur valeur par rapport à l'hydrogène, ont été rangés en quatre familles :

1^{re} famille, 1 molécule fixant 1 molécule d'hydrogène.

Poids atomique : fluor, 19 ; chlore, 35,5 ; brome, 80 ; iode, 127.

2^e famille, 1 molécule fixant 2 molécules d'hydrogène.

Poids atomique : oxygène, 16 ; soufre, 32 ; sélénium, 79 ; tellure, 126.

3^e famille, 1 molécule fixant 3 molécules d'hydrogène.

Poids atomique : azote, 14 ; phosphore, 31 ; arsenic, 75 ; antimoine, 120.

4^e famille : 1 molécule fixant 4 molécules d'hydrogène.

Poids atomique : carbone, 12 ; silicium, 28.

Les corps appartenant à une même famille offrent entre eux de grandes analogies.

En classant tous les corps de la chimie métalloïdes et métaux par ordre de poids atomique, le chimiste russe Mendeleef, en 1869, avait remarqué que de 8 en 8 s'échelonnaient les métalloïdes d'une même famille, d'une façon plus générale, il existait une loi à peu près pareille, un peu moins simple, pour les métaux jouissant de propriétés analogues.

Noyau de l'atome. - La constitution du noyau est beaucoup plus compliquée. Le noyau représente à lui seul la masse atomique du corps ; ses dimensions sont néanmoins extrêmement petites, ce qui conduit à admettre pour ce noyau une densité extraordinaire : celle du noyau de l'atome de l'or atteint le chiffre de 600 milliards.

Et, comme l'ensemble de l'atome est à l'état neutre, il faut supposer le noyau composé d'un agrégat :

1^o Des corpuscules ayant ensemble le poids atomique du corps. L'élément fondamental étant le noyau d'hydrogène appelé nucléon ou proton, dans le noyau d'un corps ayant pour poids atomique P, il y a donc P protons, ayant chacun la charge positive d'un électron satellite.

2^o D'électrons simples à charge négative en nombre N' tel que, pour réaliser la neutralité électrique de l'atome.,

$$P - N' = N$$

Prenons un exemple : le phosphore a le poids atomique 31, son numéro de nomenclature est 15, donc son noyau d'atome est composé de 31 protons et de 16 électrons à charge négative :

$$31 - 16 = 15$$

Corps isotopes. — On a reconnu que certains corps qu'on appelait corps simples sont des agrégats, comme une pléiade d'éléments de masse atomique

légèrement différents et de propriétés chimiques si semblables, qu'aucun procédé ne parvenait à les séparer. Ces corps composants s'appellent des isotopes.

Un grand nombre de corps radio-actifs sont composés d'isotopes qui jouent un rôle important dans leurs transformations. Dans son livre magistral de *L'Évolution de la Matière*, le docteur Lebon affirme qu'en réalité les corps simples les mieux définis en apparence présentent de nombreux états allotropiques, si bien qu'on peut les considérer comme des espèces variées d'un même genre. Ainsi, tous les corps simples oscilleraient autour d'un type moyen et c'est ce type moyen dont les caractéristiques figurent dans les nomenclatures.

Dimensions d'un système atomique Quelques chiffres

On sait que, dans les gaz, les molécules sont dans un état perpétuel de déplacements dans tous les sens; la vitesse moyenne d'une molécule est variable d'un gaz à l'autre, mais elle se renferme dans des valeurs que l'esprit se représente fort bien, par exemple 1.700 mètres à la seconde pour la molécule d'hydrogène, 170 pour celle du mercure.

Mais voici maintenant des chiffres qui ne disent plus rien à l'imagination.

Le nombre de molécules que contient 1 centimètre cube est d'environ 29 milliards de milliards, en chiffres 29×10^{18} .

Le volume d'une molécule est de l'ordre de 2×10^{-20} centimètre cube, son diamètre est inférieur à $1/4 \times 10^{-8}$ centimètre.

Le noyau d'un atome a un diamètre inférieur au 10.000^{e} du diamètre atomique précédent, soit environ le rapport du diamètre du soleil à l'orbite de Neptune.

L'électron, le même pour tous les atomes, celui que nous avons appelé le constituant universel du monde, porte une charge de $1,77 \times 10^9$, a un diamètre inférieur au $1/3$ de 10^{-13} mètres.

Aussi, noyaux et électrons d'un système atomique occupent un volume extraordinairement petit de ce système, tels le Soleil et ses planètes dans le ciel.

Comme nous vivons entre deux infinis, l'un de petitesse, l'autre de grandeur, il est intéressant de mettre en regard de celles qui précèdent les dimensions de l'autre infini, celui qui est prodigieusement grand.

Le Soleil est à 24.000 rayons terrestres de nous; mais les étoiles sont toutes à des distances telles qu'il faut exprimer leur éloignement en années lumière. L'année lumière est l'espace parcouru en un an par la lumière, dont la vitesse est de 300.000 kilomètres à la seconde; une année lumière représente donc :

$60 \times 60 \times 24 \times 365 \times 300.000$ kilomètres

L'étendue de la Voie lactée représente 150.000 à 200.000 années lumière, soit 1.500 à 2.000 siècles d'années lumière.

De notre système stellaire à certaines nébuleuses, il y a 1.800.000 années lumière.

La plus éloignée des nébuleuses serait à 140 millions d'années lumière, soit 134×10^{18} kilomètres, plus de 1.000 fois, 1 milliard de fois 1 milliard de kilomètres. Ce sont là des chiffres, des grandeurs que notre esprit ne conçoit plus.

Si on croyait pouvoir trouver dans l'atome, en même temps que l'ultime partie d'un corps, celle qu'on ne peut réduire davantage, la plus simple représentation possible d'une chose existante, il faut reconnaître que tout autre a été le résultat des plus remarquables travaux dont puissent se glorifier les savants.

Cette ultime partie de la matière nous apparaît comme un monde planétaire probablement aussi compliqué que notre système solaire, et cette pensée vient à l'esprit : Existe-t-il à une échelle convenable des êtres peuplant ce monde en raccourci ? Cherchent-ils eux aussi à atteindre ce qu'ils appellent le dernier terme de leur matière ? Cette conception de la matière à laquelle nous sommes parvenus laisse subsister des énigmes assez irritantes.

D'abord, on a l'impression que le noyau de l'atome est bien mal connu; ça n'est probablement pas ça. Ce que nous en avons dit est trop compliqué, trop tiré par les cheveux. Il est, de plus, difficile d'admettre que ce noyau n'exerce aucune influence sur les propriétés chimiques de l'atome; et puis qu'est-ce donc que cette électricité

que l'on retrouve partout et qui finit par se passer d'un support matériel ? Pourquoi cette chose inconnue se présente-t-elle sous les trois aspects différents dénommés électricité positive, électricité négative, état neutre ?

Qu'est-ce qu'il y a dans ce vide immense qui sépare les satellites du noyau, quelle est la nature des forces qui y entrent en jeu ? Peut-être un de ces philosophes, qui depuis l'alliance contractée à propos de la relativité entre la mathématique et la métaphysique a le droit de circuler dans le domaine des sciences, va-t-il nous dire : « Eh ! pourquoi ces étonnements ? L'homme a-t-illa prétention de connaître la réalité des choses ? ce mot même de réalité en dehors de la personne humaine a-t-il une signification ? Si vous y tenez, je vous accorde que vous puissiez avoir une certaine impression de ce qui est ; mais cette impression se moule toujours sur la même forme de votre esprit, et c'est probablement la raison pour laquelle tous les phénomènes de la nature, grands comme l'univers ou petits comme l'atome, projettent en tous les mêmes images : seule leur échelle diffère. » Ou, encore, un mathématicien sceptique, comme il y en a beaucoup, nous développera la thèse suivante : « Si vous n'êtes pas satisfait de ce que vient d'établir cette pléiade internationale de savants, n'oubliez pas que vous êtes libre d'adopter d'autres explications pourvu qu'elles rendent compte de leurs expériences. Le grand Poincaré l'a démontré à propos des théories de Maxwell : s'il a été trouvé, satisfaisant aux équations de Lagrange, une explication à un phénomène physique, c'est qu'il y en a une infinité d'autres. Sa démonstration est abstraite, remplacez-la, si vous le voulez, par ce raisonnement un peu grossier : le savant dans ses recherches ne trouve en somme que des résultantes; on les peut toujours concevoir comme formées d'autant de systèmes de composantes que l'on voudra. »

Mais faisons trêve à nos réflexions et quittons tous ces gens-là dénigrant, malgré quelques lézardes, le plus beau monument scientifique qui ait jamais été élevé. Il nous reste à parler rapidement des conséquences les plus importantes de ces théories atomiques et à donner un aperçu également très

succinct des études nouvelles en cours.

En somme, comme le prétendait, il y a plus d'un siècle, le chimiste anglais Proust, nous sommes conduits à penser que les atomes de tous les corps sont faits de la même chose, et il est admissible qu'ils proviennent d'une sorte de condensation, de transformation de l'atome d'hydrogène, qui serait, lui, l'ultime, ou plutôt le premier constituant de toute matière. Mais alors pourquoi les masses atomiques ne sont-elles pas, conformément aux lois élémentaires de la chimie, des nombres entiers, puisque l'unité de masse atomique est celle de l'hydrogène ?

La considération qu'un corps simple est le plus souvent un mélange d'isotopes ne résout pas complètement cette difficulté.

Il subsiste malgré tout des écarts irréductibles. D'après Boutari, dans son livre sur la vie des atomes, si l'on veut que 16 soit la masse de l'oxygène, il faut que la masse atomique unité de l'hydrogène soit 1,0077.

Cela peut s'expliquer en admettant la théorie d'Einstein suivant laquelle l'énergie est pesante ; alors, si une réaction chimique intervient pour la constitution d'un corps, il s'en dégage une chaleur équivalente à U ergs, la masse intérieure après réaction aura diminué de $\frac{U}{9.10^{10}}$. Nous reviendrons plus loin sur ces considérations relativistes ; disons immédiatement qu'elles sont quasi indispensables dans la mathématique des atomes.

Cette difficulté ayant été écartée, admettons que tout vienne de l'électron d'hydrogène. La façon dont cet électron a donné naissance à tous les autres atomes est bien difficile à concevoir, et l'étude des nébuleuses, mondes en formation, ne nous fournit encore aucun renseignement utile ; on lira avec intérêt ce qu'a écrit à ce sujet Perrin dans son livre des atomes. Remarquons, en passant, que, si les théories de la formation de notre système planétaire par les Laplace, les Faye sont satisfaisantes, l'explication de la formation des nébuleuses, qui devrait les précéder, est sujette à caution. Plus on se rapproche de la genèse des choses et plus le mystère est profond. En tout cas, formé d'une façon ou d'une autre, chaque morceau du monde, si petit soit-il, est un réservoir

de d'extraordinaire énergie. C'est ce qu'avait affirmé, il y a 40 ans, le docteur Lebon, malgré l'opposition de nombreux savants. Jusqu'ici la nature prévoyante n'a mis à la disposition de l'homme qu'une infime partie de ces énergies ; sage précaution, car il est probable que l'homme emploierait à la guerre et à la destruction ces forces prodigieuses.

Les atomes une fois créés existent-ils éternellement ? On a beaucoup écrit à ce sujet, surtout depuis la découverte de la radio-activité ; il paraît évident que beaucoup de corps sinon tous, sont appelés à rentrer dans le néant, dans le substratum éther qui peut-être leur a donné naissance.

L'adage : Rien ne se crée, rien ne se perd, est faux ; mais, une fois morts, les corps renaissent-ils pour vivre et mourir de nouveau, et cela périodiquement ?

A ce sujet, les imaginations peuvent se donner libre carrière. Ce qui n'est plus de l'imagination, c'est que la plupart des phénomènes lumineux et électriques sont dus à la désagrégation des atomes, à la transformation de leur énergie, à sa dégradation en une énergie de qualité inférieure.

Nous allons en donner un exemple : la transformation des rayons cathodiques en rayons X, et nous en profiterons pour parler brièvement des *quanta*, conception toute moderne de la plus haute importance.

Nous savons que les rayons cathodiques sont formés par un flux de ces électrons constituants universels de la matière et porteurs de leur charge habituelle d'électricité négative. Le flux est précipité sur les parois de l'ampoule à des vitesses toujours considérables, fonction de la tension. Aux grandes tensions, cette vitesse atteint 260.000 kilomètres à la seconde. Quand un rayon cathodique vient choquer la paroi, il se produit, conformément à la théorie électromagnétique de la lumière, un ébranlement vibratoire d'une fréquence considérable qui est le rayon X.

Le rayon X ne transporte plus de charge électrique, il n'est dévié ni par les corps électriques, ni par les aimants.

Ces ondes X sont de la lumière d'une fréquence 10.000 fois plus grande que celle de l'ultra-violet ; elles sont formées.

1° Par un ensemble de radiations dues aux rayons cathodiques donnant un spectre continu, comparable à la lumière blanche émise par un corps incandescent ;

2° Par un certain nombre de radiations caractéristiques du métal frappé par les électrons.

Ces spectres présentent de grands avantages sur les spectres lumineux ordinaires. Les raies caractéristiques des différents métaux obéissent à la loi très simple de Moseley :

$$f = A (N - a W)^2$$

f est la fréquence de l'ébranlement ; N est le numéro du corps, le nombre de ses électrons satellites ; A et a sont des constantes communes à tous les corps pour les raies homologues.

Quanta. — L'électron dont la charge a la valeur connue, dans un tube où la tension est E , acquiert une énergie Ee . Après le choc de cet électron sur un métal quelconque, la fréquence f de la vibration résultante est donnée par la relation

$$hf = Ee$$

h est une constante universelle indépendante des autres termes de la relation ; elle est égale à $6,5 \times 10^{27}$.

C'est la loi de Planck, dont la découverte vers 1901 troubla profondément le monde savant.

C'est une loi générale, universelle ; elle régit dans le monde des atomes la périodicité de leurs mouvements elle montre que les variations de E en fonction de f et inversement procèdent d'une façon discontinue, par bonds, par *quanta*.

Après coup, on a trouvé que la notion des *quanta* était assez naturelle, qu'elle rentrait dans la théorie générale de l'énergie. Nous savions déjà, par les lois thermiques des gaz et par les équivalents électrochimiques de Faraday, que, quelle que soit la forme d'énergie considérée, les unités chimiques ont la même capacité énergétique indépendante de la nature du corps.

La loi des *quanta* ne serait autre chose que l'extension de la loi des capacités moléculaires à l'énergie radiante, énergie utilisée en photolyse pour la décomposition d'un composé chimique par les vibrations lumineuses.

Il serait bien difficile d'énumérer les études actuellement en cours sur

le monde des atomes. Il y en a tant et si nombreuses sont celles qui ne sont pas encore sorties des laboratoires ou dont les comptes rendus ne figurent que dans des revues très techniques très peu répandues dans le public!

Il est évident que l'on s'attaque surtout aux problèmes les plus importants, aux énigmes les plus irritantes.

Ainsi, il semble bien que la lumière soit de nature granulaire, qu'elle s'émette par *quanta*, qu'il en faille revenir en partie à la théorie de Newton sur l'émission, et néanmoins il faut conserver la théorie ondulatoire de Fresnel, et voilà une difficulté considérable.

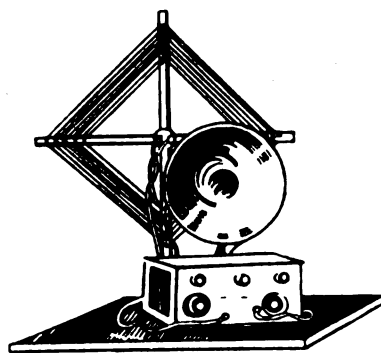
On voudrait bien aussi savoir quelque chose de plus sur les N satellites des atomes. Quelles sont leurs trajectoires? Forment-ils un système stable? A quelles forces obéissent-ils? Si ce sont des forces newtoniennes, quand il y a, comme pour l'uranium, 92 planètes à considérer, avouez que le problème est terriblement plus compliqué que celui des trois corps que l'astronomie ne sait pas encore résoudre.

Le savant Bohr a étudié le monde de l'hydrogène à un satellite et déjà le problème est complexe.

Ainsi, l'unique électron a le choix entre plusieurs trajectoires; il peut passer brusquement d'une trajectoire stable à une autre d'énergie moindre; l'énergie libérée étant émise sous forme de *quantum* de radiation, la loi de fréquence de ces radiations est la loi de Bahner assez simple.

Mais n'est-il pas temps de s'arrêter? N'imitons pas l'homme de la rue, le bourgeois des salons qui depuis quelques années adorent bavarder sur des choses auxquelles ils ne comprennent rien. Attendons qu'on vulgarise à notre intention les études en cours, qu'on les débarrasse de leur attirail de mathématiques des plus rébarbatifs; car, avouons-le sans fausse honte, il n'est pas donné à tout le monde de pouvoir suivre les calculs de nos savants: il faut pour cela posséder à fond avec les équations de Lorentz toute la relativité d'Einstein. Ce n'est pas un mince bagage! Qu'on ne voie pas dans ce qui précède une critique de la relativité; on a pu rire de certaines de ses conséquences trop complaisamment énumérées par des conférenciers qui voulaient amuser leur auditoire: les trains en marche qui se raccourcissent, les montres des voyageurs qui marquent toutes des heures différentes,

les voyageurs débarquant du train qui trouvent leurs contemporains vieillissés de plusieurs siècles, etc. Il n'en est pas moins vrai que les théories d'Einstein s'adaptaient à l'étude des atomes marchant à des vitesses voisines de celle de la lumière et qu'elles ont rendu de réels services, et si, ce qu'à Dieu ne plaise, j'avais l'air de critiquer, j'entends d'ici le relativiste en fureur, me dire: « Vous n'avez pas le droit de mettre en doute la relativité; c'est vous qui avez tort de rester figé dans vos conceptions de jadis sur l'espace et le temps; parce qu'elles sont simples, qu'elles sont peut-être innées, en sont-elles plus vraies? Que m'importe que le temps einsteinien ne corresponde à aucune réalité! Et les imaginaires sont-ils réels? Vous vous en servez pourtant avec avantage! Quand il y aura désaccord entre les résultats des calculs et l'expérience, on verra ce qu'il faut faire. Du reste, vous retardez, il y a mieux que l'algèbre et la mécanique d'Einstein; nous en sommes à la mécanique ondulatoire: par rapport à elle, les anciennes dynamiques de Newton et d'Einstein n'apparaissent plus que comme des approximations. Lisez donc les théories de de Broglie! »



LES SOUPAPES ÉLECTROLYTIQUES AU TANTALE

par J. PEUBE, Ingénieur E. S. E.

■ ■ ■ ■ ■

LE terme générique de soupape s'applique à tout ensemble de conducteurs présentant une dissymétrie, cause d'une conductibilité unilatérale ou tout au moins de valeurs différentes suivant le sens du courant.

La résistance ohmique est infinie ou très grande dans un sens alors qu'elle a une valeur finie dans l'autre sens.

La dissymétrie nécessaire peut être créée de différentes manières ; on peut mettre en contact des corps solides différents (cuivre, oxyde de cuivre), ou placer des électrodes de formes différentes dans une atmosphère de gaz rare (valve au néon, à l'hélium, etc...). On peut également plonger des électrodes de natures différentes dans un liquide conducteur ainsi qu'il est fait dans les soupapes électrolytiques. Nous nous contenterons de nous occuper de ces dernières dans le présent article et examinerons plus spécialement les soupapes au tantale qui sont les plus répandues.

Les soupapes électrolytiques sont connues depuis fort longtemps. Les premières étaient constituées avec une électrode active d'aluminium, plongée

dans une solution de phosphate de soude ou de potassium. Les ennuis de telles soupapes étaient nombreux, car elles réclamaient, pour fonctionner correctement, des conditions qu'il était souvent assez difficile de réaliser. Les résultats qu'elles donnaient étaient rarement satisfaisants, quoi que l'on ait dit à ce sujet ; et nous ne pouvons en donner comme meilleure preuve que le peu de réalisations industrielles auxquelles ont donné lieu ces soupapes.

Au contraire, les soupapes électrolytiques, à électrode active de tantale, titane ou silicium, plongée dans une solution d'acide sulfurique, ont eu une vogue considérable parmi les amateurs dès leur apparition sur le marché, surtout celles à électrode active de tantale, métal qu'il est facile de se procurer dans le commerce.

Ces soupapes n'ont aucun des ennuis des soupapes à l'aluminium : encrassement rapide, usure de l'électrode active, et fonctionnent parfaitement bien sans surveillance.

Elles permettent la recharge constante des accumulateurs en dehors des heures d'écoute, à faible débit et cette combinaison, si elle n'est pas d'une excellente technique pour la bonne conservation des accumulateurs, évite tout entretien de ces appareils ennuyants, et cela n'est pas un mince avantage. Le fait de recharger constamment un accumulateur n'est pas très recommandable pour la conservation de celui-ci, venons-nous de dire. En effet, un accumulateur doit, pour se maintenir en bon état, travailler souvent, et rester très peu à l'état de repos. C'est exactement le contraire qui se produit avec les redresseurs à soupapes au tantale, car, dès que l'accumulateur a servi quelques heures pendant l'écoute, à très faible débit de plus, il est immédiatement remis en charge. Il ne se décharge, donc, jamais complètement, les réactions chimiques

dans la matière des plaques ne sont que partielles et ces dernières arrivent à se détériorer plus ou moins rapidement.

Les constructeurs ont, il est vrai, apporté un remède, sinon total au moins partiel à ces ennuis, en réalisant des accumulateurs à plaques épaisses, dits insulfatables et qui, s'ils ne le sont pas complètement, résistent assez bien en pratique. Dans ces conditions, et étant donné que, grâce à la recharge constante en dehors des heures d'écoute, la capacité peut être réduite à 10 ou 15 ampères-heure pour la majorité des postes, le remplacement de l'accumulateur n'est ni très fréquent, ni très onéreux et cet inconvénient est largement payé par la suppression de l'entretien.

Un remède radical contre la sulfatation des accumulateurs est d'employer des modèles au fer-nickel, qui, eux, ne connaissent pas ces ennuis. Par contre, ils en présentent un autre, c'est celui de coup de fouet ou baisse de tension en charge. Lorsque l'on charge un accumulateur fer-nickel, sa tension de 1 volt 5 au début, monte progressivement, suivant une courbe bien connue, jusqu'à 1,9 volt. Au repos, la tension tombe à 1,5 volt et à environ

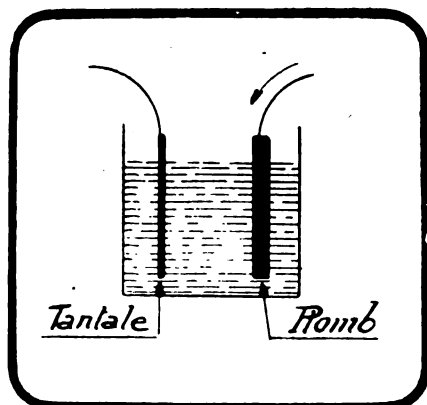


Fig. 1.

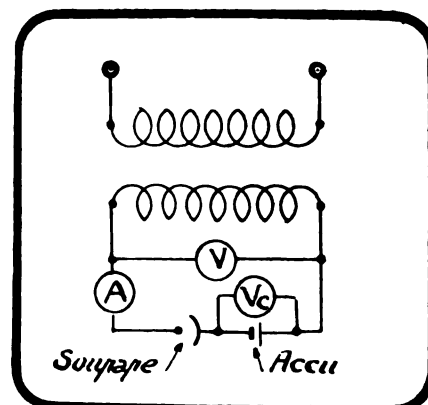


Fig. 2

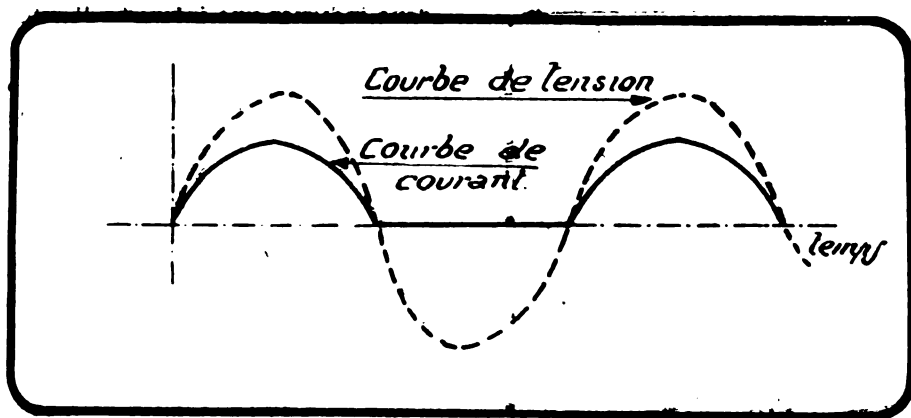


Fig. 3.

1,3 volt pendant la décharge. Lorsque l'on utilisera de tels accumulateurs, avec un redresseur à soupape au tantale, fonctionnant constamment, il faudra 3 éléments qui, en régime normal, donneront $3 \times 1,3 = 3,9$ volts, tension très appropriée. Malheureusement, dès que l'on écouterà, c'est-à-dire, au moment où l'on passe de la fin de charge à la décharge, la tension des 3 éléments d'accumulateurs en série sera de $3 \times 1,9 = 5,7$ volts, elle tombera assez rapidement, il est vrai, à $3 \times 1,5 = 4,5$ volts, puis plus lentement, ensuite, à $3 \times 1,3 = 3,9$ volts. Les lampes vont donc se trouver survoltées pendant un temps appréciable, et ce que l'on constate pratiquement lorsque l'on utilise de tels accumulateurs, est une usure rapide de celles-ci. Le remède est d'ailleurs extrêmement simple, quoique presque jamais appliqué, et consiste à employer des rhéostats de chauffage beaucoup plus résistants que ceux que l'on utilise généralement. Ceux-ci devraient être calculés sur la base de 60 ohms par lampe, au lieu des 25 à 30 ohms classiques.

Au début de l'écoute, on utilise les rhéostats à leur maximum de résistance et au bout d'un moment, lorsque la tension des accumulateurs est tombée à sa valeur de régime, on diminue celle-ci.

Cela oblige évidemment à un réglage supplémentaire ennuyant, mais les lampes sont chères pour la majorité des amateurs et ceux-ci ont intérêt à les utiliser le plus longtemps possible.

COMPOSITION D'UNE SOUPE AU TANTALE.

Une soupape au tantale se compose essentiellement, (fig 1), de deux électrodes, l'une en plomb, l'autre au tantale, plongeant dans une solution

d'acide sulfurique additionnée de sulfate de fer.

Le rôle de l'électrode en plomb est uniquement d'amener le courant et, s'il est nécessaire d'utiliser une électrode en plomb pur pour le bon fonctionnement de la soupape, c'est uniquement pour qu'il n'y ait aucune attaque du métal par l'acide sulfurique, et par suite aucune formation de composé chimique modifiant la nature de l'électrolyte.

Lorsque le courant va du plomb au tantale, il ne se produit aucun phénomène susceptible de l'empêcher de passer et pratiquement, la résistance ohmique, dans ce sens est extrêmement faible.

Il n'en est pas de même lorsque le courant est du sens tantale-plomb, pour lequel, au contraire, la résistance ohmique est considérable. On se trouve en présence de deux théories pour expliquer ce phénomène : l'une admet la formation d'une gaine isolante gazeuse, l'autre la formation d'une gaine isolante solide.

Selon la première théorie, le courant décompose l'eau de l'électrolyte et l'électrode de tantale se trouve entourée d'une gaine gazeuse d'oxygène

qui arrête les ions de l'électrolyte dans un sens, alors qu'elle les laisse facilement passer dans l'autre.

Selon la seconde théorie, l'oxygène se dégageant autour de l'électrode de tantale formerait un oxyde isolant avec le tantale. L'anode se trouve ainsi recouverte d'une couche d'oxyde qui empêche le passage du courant ; lorsque l'alternance change, cette couche d'oxyde se trouve détruite par le courant inverse qui passe facilement. Cette seconde théorie nous semble préférable à la première, car l'expérience montre que l'électrode en tantale s'use en fonctionnement et cette usure ne peut s'expliquer par la seule présence d'une gaine isolante d'oxygène autour de l'électrode ; au contraire, on s'explique facilement cette usure s'il y a combinaison de l'oxygène avec le tantale et formation d'oxyde, ensuite détruit, au cours d'une même période. Quoi qu'il en soit, la vérification de ces théories est du domaine du physicien et ne nous intéresse qu'accessoirement pour l'utilisation des soupapes.

CONDITIONS DU RENDEMENT MAXIMUM D'UNE SOUPE AU TANTALE.

A vrai dire, il est impossible de parler du rendement d'une soupape électrolytique. Cet appareil n'est pas, en effet, un convertisseur, qui reçoit une puissance P_i et qui restitue une puissance utilisable P_u , auquel cas

le rendement serait $\rho = \frac{P_u}{P_i}$. La soupape électrolytique empêche le courant de passer dans un certain sens bien déterminé et cette opération ne peut se faire qu'au détriment d'une certaine quantité d'énergie perdue par effet Joule. On ne peut donc logiquement parler que des pertes. Si l'on parle du rendement, on est obligé de

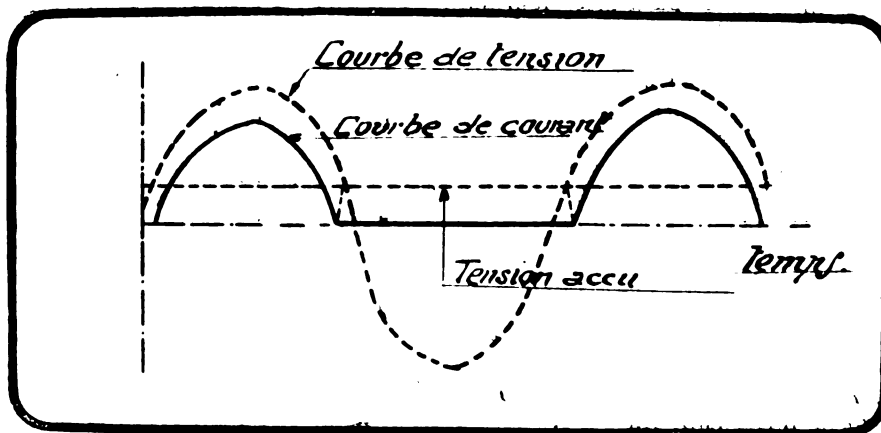


Fig. 4.

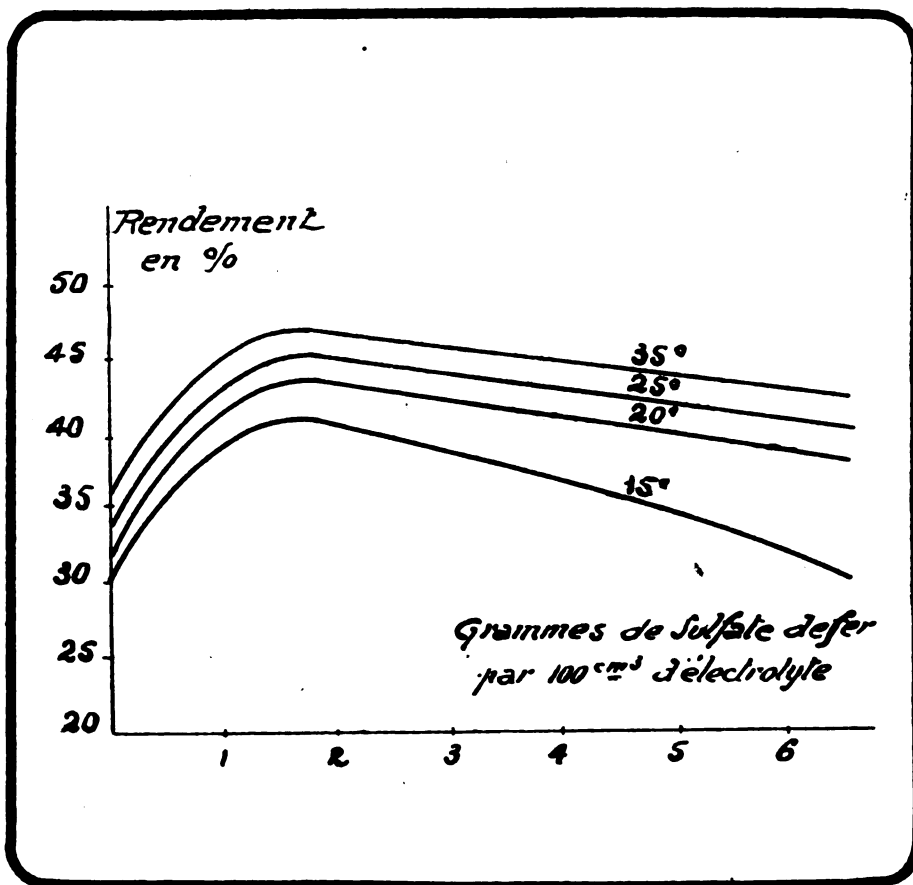


Fig. 5.

considérer le circuit d'utilisation et l'on tombe par suite dans les cas particuliers. En ce qui nous concerne, ce qui nous intéresse est la charge des accumulateurs ; supposons donc réalisé le montage classique de la figure 2 et voyons la valeur du rendement. Nous avons placé dans le circuit secondaire du transformateur un voltmètre V et un ampèremètre A thermiques. Ces appareils donnent la valeur de l'intensité et de la tension efficaces.

Si la soupape n'existait pas, ils indiqueraient un courant I_{eff} , une tension E_{eff} et la puissance fournie serait :

$$P_f = E_{eff} I_{eff} \cos \varphi$$

Pour simplifier, nous supposons que $\cos \varphi$ est suffisamment voisin de 1 pour être pris égal à l'unité, et, par suite, nous pouvons écrire :

$$P_f = E_{eff} I_{eff}$$

Mais la soupape supprime une alternance sur deux et l'ampèremètre indique une intensité I'_{eff} inférieure à la valeur précédente I_{eff} .

L'intensité efficace d'un courant alternatif est, par définition, l'inten-

sité du courant continu qui produit la même quantité de chaleur. Comme celle-ci est proportionnelle à chaque instant au carré de l'intensité du courant, lorsque nous supprimons une alternance sur deux, la quantité de chaleur dégagée est évidemment moitié et l'intensité est par conséquent

$$\frac{1}{\sqrt{2}}$$

de la valeur précédente.

L'ampèremètre thermique A va

donc indiquer une intensité I'_{eff} telle que :

$$I'_{eff} = \frac{I_{eff}}{\sqrt{2}}$$

Par contre, le voltmètre indique purement et simplement la tension aux bornes de l'enroulement secondaire du transformateur.

Lorsque la soupape n'existe pas, la puissance fournie est :

$$P_f = E_{eff} I_{eff}$$

Lorsque nous supprimons une alternance du courant, la puissance est évidemment la moitié de celle-ci et :

$$P'f = \frac{E_{eff} I_{eff}}{2} = \frac{E_{eff}}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{eff}}{\sqrt{2}}$$

$\frac{I_{eff}}{\sqrt{2}}$ est le courant I'_{eff} indiqué par l'ampèremètre thermique, donc

$$P'f = \frac{E_{eff}}{\sqrt{2}} I'_{eff}$$

Le produit des valeurs indiquées par un ampèremètre et un voltmètre thermiques placés dans un circuit parcouru par un courant alternatif sinusoïdal dont on ne conserve qu'une alternance donne la puissance dépensée à $\frac{1}{\sqrt{2}}$ près.

Quelle est, maintenant, la puissance utilisée ? Un accumulateur se chargeant par suite de réactions chimiques qui dépendent uniquement du nombre de coulombs par seconde, il nous faut considérer l'intensité moyenne et la tension moyenne, en faire le produit pour obtenir la puissance utile. Celle-ci sera donc :

$$P_u = E_{moy} \times I_{moy}$$

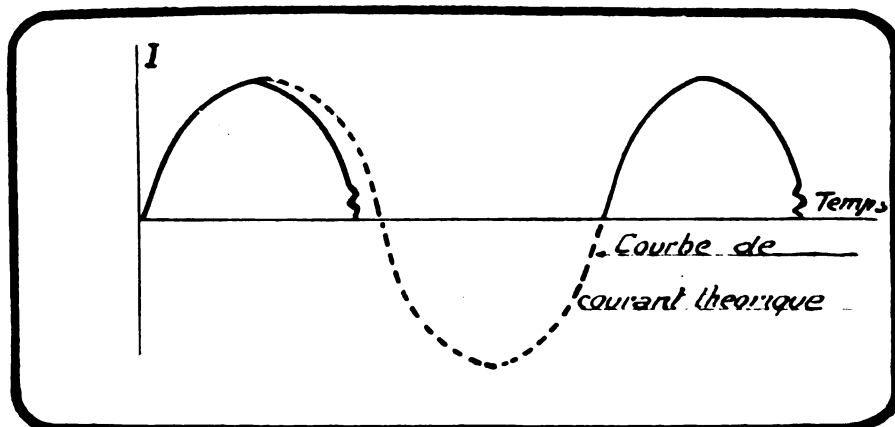


Fig. 6.

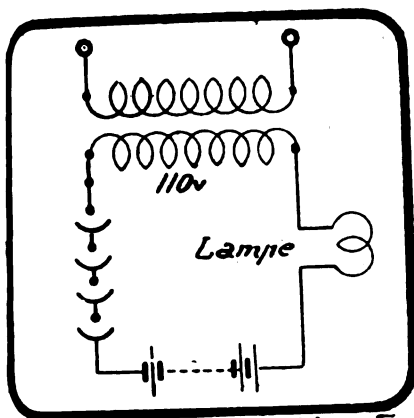


Fig. 7.

Mais nous savons que l'intensité moyenne est reliée à l'intensité efficace par la relation

$$I_{\text{moy}} = \frac{2}{\pi} I_{\text{eff}}$$

et comme nous n'avons qu'une alternance

$$I_{\text{moy}} = \frac{1}{\pi} I_{\text{eff}}$$

ou

$$I_{\text{moy}} = \frac{1}{\pi} \sqrt{2} I'_{\text{eff}}$$

puisque $I_{\text{eff}} = \sqrt{2} I'_{\text{eff}}$

La puissance utile sera donc

$$P_u = E_{\text{moy}} \times I'_{\text{eff}} \frac{\sqrt{2}}{\pi}$$

et le rendement ρ

$$\rho = \frac{P_u}{P_f} = \frac{E_{\text{moy}}}{E'_{\text{eff}}} \times \frac{I'_{\text{eff}} \sqrt{2}}{I'_{\text{eff}}} \times \sqrt{2}$$

$$\rho = \frac{2 E_{\text{moy}}}{\pi E'_{\text{eff}}}$$

Le rendement est exprimé à $\frac{2}{\pi}$ près, par le rapport des indications données par un voltmètre à cadre et un voltmètre thermique branchés comme il est indiqué sur la figure 2.

Remarquons que dans le cas qui nous occupe cette valeur du rendement n'est qu'approchée. Nous avons, en effet, supposé que la valeur moyenne et la valeur efficace de l'intensité étaient reliées par la relation

$$I_{\text{moy}} = \frac{1}{\pi} I_{\text{eff}}$$

mais, cette relation n'est exacte que si la courbe du courant est celle représentée par la figure 3 et qui est celle d'un courant que l'on coupe,

lorsque la tension est nulle, cas d'une soupape et d'une résistance branchées en série entre les deux bornes d'un secondaire de transformateur. Lorsque l'on remplace la résistance par un accumulateur, la forme du courant est représentée par la figure 4 et la formule précédente n'est plus rigoureuse mais seulement approchée. L'approximation en ce qui nous concerne est très suffisante.

COMPOSITION DE L'ÉLECTROLYTE

L'électrolyte, ainsi que chacun le sait est composé d'eau acidulée par l'acide sulfurique, additionnée de quelques grammes de sulfate de fer.

Il est à peine besoin de dire que les produits entrant dans la composition de l'électrolyte doivent être choisis convenablement, si l'on veut éviter

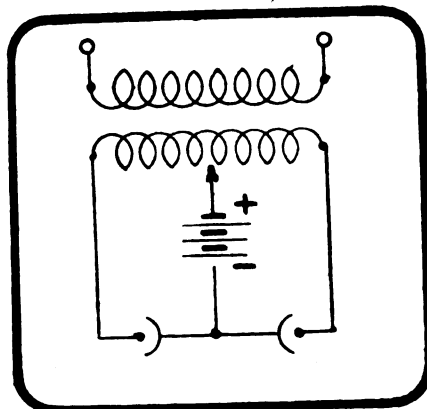


Fig. 8.

la formation de dépôts au fond du bac, au bout d'un temps plus ou moins long de fonctionnement. Les déboires subis par certains amateurs proviennent la plupart du temps du manque de soins apportés dans la composition de l'électrolyte. L'eau doit être distillée, l'acide chimiquement pur ou purifié, au soufre spécial pour accumulateurs. Le sulfate de fer étant en cristaux, donc toujours suffisamment pur, il n'y a pas lieu de prendre des précautions spéciales pour lui.

Le degré de concentration de l'électrolyte et la teneur en sulfate de fer ont une influence sensible sur le bon fonctionnement d'une soupape au tantale.

Il semble que le meilleur rendement soit obtenu par une concentration de 25 degrés Baumé, avec une teneur d'environ 2 à 3 grammes de sulfate de fer pour 100 centimètres cubes d'électrolyte.

Lorsque la concentration de l'électrolyte est plus faible, le rendement

de la soupape diminue d'abord légèrement, ensuite plus rapidement, tandis que la teneur en sulfate de fer a une influence de plus en plus grande (fig. 5).

En résumé, il semble que la meilleure composition de l'électrolyte d'une soupape au tantale correspond à une concentration d'environ 30 degrés Baumé, avec une teneur de 25 grammes de sulfate de fer par litre de solution.

DIMENSIONS DES ÉLECTRODES ET VOLUME D'ÉLECTROLYTE.

La surface immergée d'électrode active au tantale ne semble pas avoir une influence directe sur le bon fonctionnement de la soupape. Autrement dit, quelle que soit cette surface, le courant est arrêté dans un sens tandis qu'il passe librement dans l'autre.

Par contre, la chute de tension que subit le courant en passant de l'électrode à l'électrolyte est la cause de pertes qui diminuent le rendement de l'ensemble du redresseur d'une part, et d'autre part est, comme conséquence, cause de l'échauffement de l'électrolyte qui, s'il atteint une valeur trop élevée, empêche le fonctionnement correct de la soupape.

Par suite, pour garder une valeur acceptable au rendement, on est obligé d'utiliser une certaine surface immergée de tantale, tandis qu'un certain volume d'électrolyte doit être employé pour conserver une température de fonctionnement acceptable.

Il est très difficile de donner des règles générales pour le choix de ces éléments qui dépendent de nombreux facteurs comme, par exemple, de la forme et de la nature du bac contenant l'électrolyte de la soupape. En effet, l'échauffement du liquide est inversement proportionnel à la quantité de chaleur qu'est capable de rayonner ce récipient, autrement dit, il est inversement proportionnel au

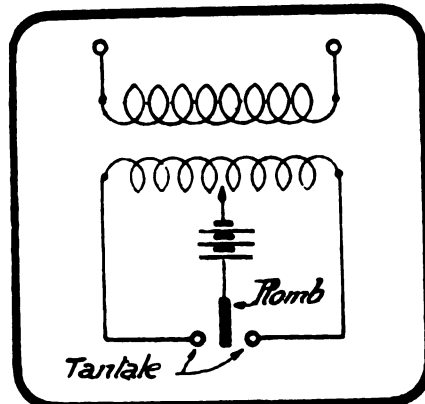


Fig. 9.

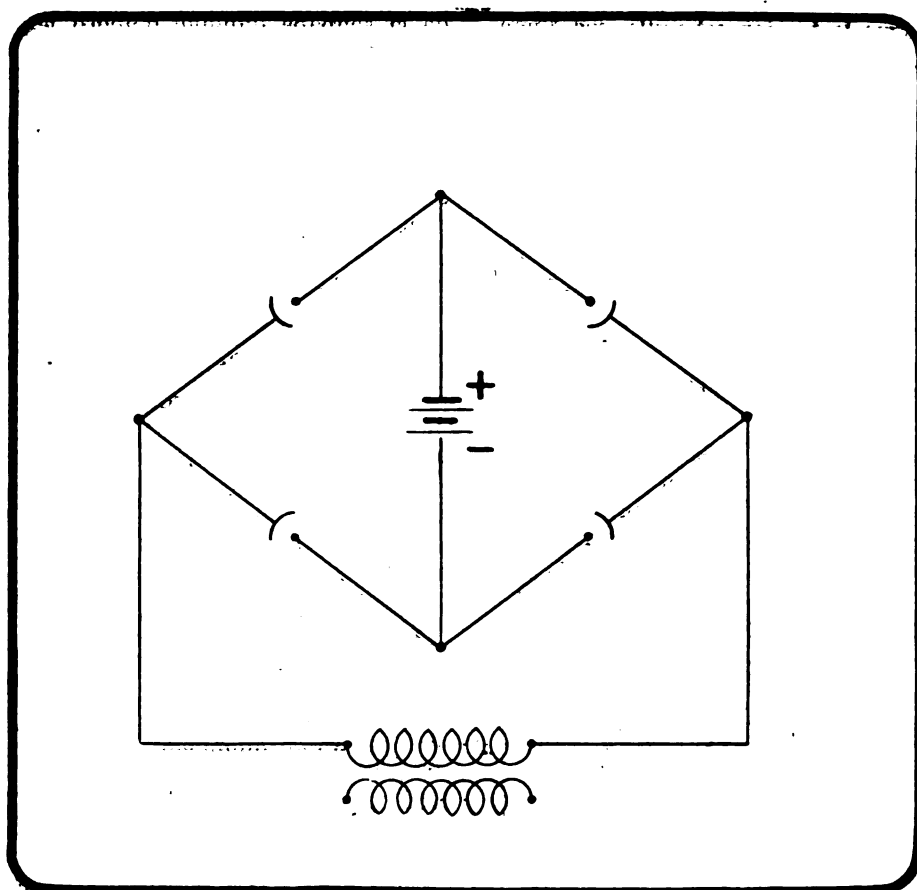


Fig. 10.

Si l'on applique aux deux électrodes d'une soupape au tantale une tension *continue* croissante, on constate que, jusqu'à 35 volts, le courant qui traverse dans le sens tantale-plomb est absolument négligeable. Après 35 volts et jusqu'à 60 volts, ce courant est encore faible et de l'ordre du millième. Si l'on continue d'augmenter la tension, le courant augmente, présente des irrégularités, et vers 85 volts environ des étincelles apparaissent sur la lame de tantale et la soupape ne fonctionne pratiquement plus. Les chiffres précédents varient d'ailleurs quelque peu avec la composition de l'électrolyte.

En courant alternatif, le courant de sens Tantale-plomb, commence à passer vers 35 volts efficaces, c'est-à-dire, vers 50 volts maximum.

Lorsque l'on établira un redresseur équipé avec des soupapes électrolytiques, il conviendra de ne jamais appliquer à une soupape une tension supérieure à la *tension critique* de 35 volts efficaces. Au-dessous, la courbe du courant, relevée à l'oscillographe, est celle de la figure 6.

Prenons, par exemple, le cas d'un redresseur pour la charge des batteries d'accumulateurs de 80 volts,

coefficient de rayonnement du bac, constante dépendant de la forme et surtout de la nature du bac ; ce coefficient sera de 100 à 200 pour les réceptacles en métal et de 300 à 500 pour les réceptacles en verre, celluloïd, etc...

L'amateur ne peut songer à faire toute une série d'essais pour établir un seul modèle de soupape. D'ailleurs, il ne cherche pas le rendement maximum maximum et dès l'instant que ses accumulateurs se chargent sans ennui, avec un rendement acceptable, le reste l'intéresse bien moins. Dans ces conditions les chiffres suivants peuvent être admis : surface de tantale immergé = 1 cm² pour 5 ampères ; volume d'électrolyte = 1 litre par ampère pour les débits au-dessus de 1 ampère et 1/2 litre par ampère pour les débits inférieurs à 1 ampère.

TENSIONS ALTERNATIVES A UTILISER.

TENSION CRITIQUE.

Nous savons déjà qu'au-dessous d'une certaine tension, dite *tension critique*, la soupape au tantale ne fonctionne plus correctement et laisse passer le courant dans les deux sens.

L'ordre des phénomènes est d'ailleurs le suivant :

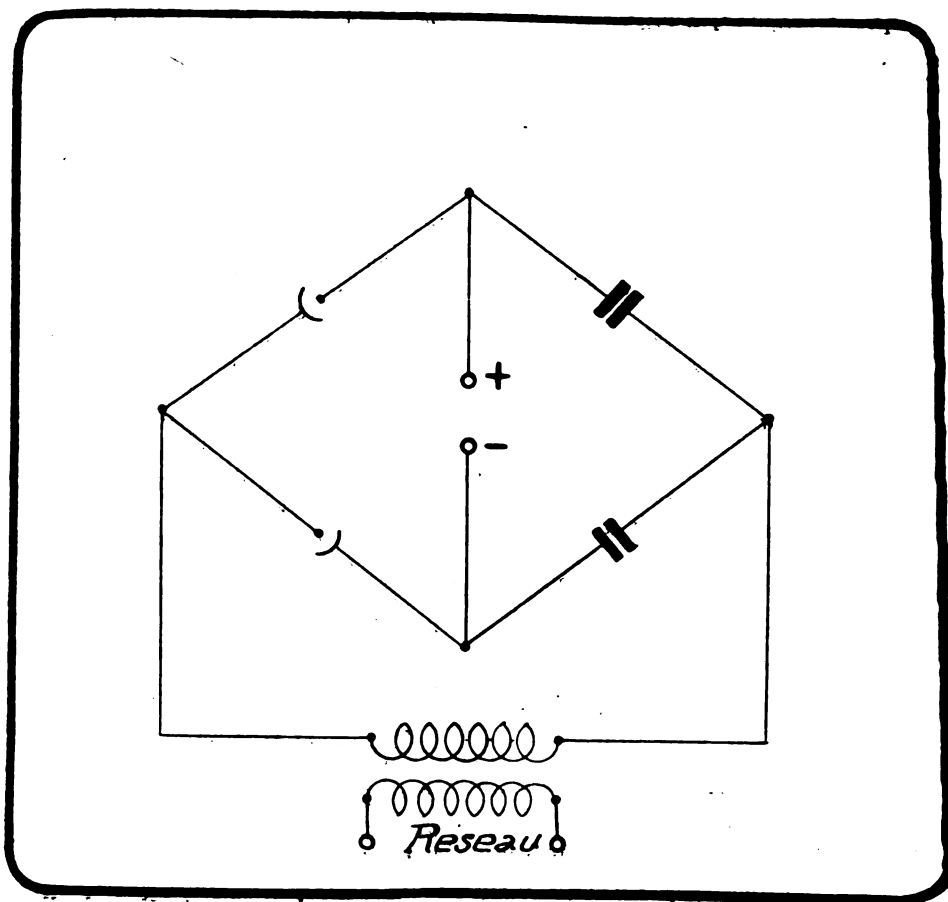


Fig. 11.

branché suivant les schéma de la figure 7.

La tension appliquée aux bornes extrêmes des soupapes pendant l'alternance qui ne passe pas, se compose de la tension des accumulateurs, soit 80 volts, augmentée de la tension du réseau, soit 110 volts efficaces ou 155 volts maximum, ce qui fait au total $155 + 80 = 235$ volts. Or, nous venons de voir qu'une soupape ne pouvait supporter une tension supérieure à une cinquantaine de volts, soit continu, soit maxima. Il nous faudra donc prévoir 5 soupapes. Généralement, il n'en est prévu que 4, nous pensons que c'est insuffisant.

Par contre, lorsque le redresseur est destiné à fournir la tension plaque redressée, avec le secteur 110 volts et sans transformateur, un calcul du même genre nous montrerait que trois soupapes seraient suffisantes, car aucune force contre-électromotrice n'est à considérer.

Lorsque la soupape est destinée à fournir le courant de charge d'un accumulateur, la tension critique n'est plus à considérer, car on s'en trouve toujours très loin en dessous.

La tension alternative dépend uniquement de l'intensité de charge que l'on désire. Cette tension est de l'ordre de 8 à 12 volts.

La tension à vide du secondaire des transformateurs que l'on utilise généralement est comprise entre 12 et 18 volts. Pour les appareils à faible débit, il est préférable d'utiliser des transformateurs donnant une tension élevée et ayant un enroulement secondaire en fil fin donc résistant. Le rendement est assez faible, puisqu'il y a une chute de tension appréciable au secondaire, mais cela ne tire pas à conséquence, étant donné les faibles puissances mises en jeu et permet d'utiliser des transformateurs peu volu-

mineux, donc bon marché, tandis que le débit se trouve fixé à peu près automatiquement, justement, par suite de la résistance relativement élevée de l'enroulement secondaire du transformateur.

Par contre, pour les débits élevés, il vaut mieux choisir un enroulement secondaire donnant une tension plus faible, 12 volts par exemple, mais étant peu résistant, quitte à utiliser un rhéostat pour la régulation. Un enroulement résistant présente des inconvénients dans ce cas : d'abord au point de vue du rendement et ensuite au point de vue de l'échauffement du transformateur.

MONTAGE DES SOUPAPES.

Le montage utilisé lorsque l'on ne conserve qu'une alternance du courant est celui de la figure 1 ; il est trop simple et trop connu pour qu'il soit utile d'insister.

Lorsque l'on veut utiliser les deux alternances, on se sert du montage de la figure 8 avec un transformateur à prise médiane au secondaire. Ce montage convient dès l'instant que la moitié de la tension secondaire du transformateur est inférieure à 35 volts. Pour des tensions supérieures, il faut déterminer le nombre des soupapes en conséquence, ainsi que nous l'avons précédemment exposé.

Lorsqu'au contraire la tension est inférieure à la tension critique de 35 volts, on peut utiliser une seule soupape avec deux électrodes actives de tantale, disposées suivant le montage de la figure 9.

Dans tout ce qui précède, les tensions à considérer pour le bon fonctionnement de la soupape sont celles

appliquées aux électrodes. Il y a donc évidemment lieu, lorsque l'on considère la tension fournie aux bornes du secondaire du transformateur, de déduire la chute ohmique dans cet enroulement. Pour les faibles débits des soupapes servant au redressement de la tension du secteur pour l'alimentation, cette chute de tension est importante. Dans le montage de la figure 8, une moitié du secondaire du transformateur travaille en charge pendant une demi-alternance, et à vide pendant la demi-alternance suivante. Si la chute de tension est importante, la tension critique de fonctionnement de la soupape peut être atteinte à vide pendant une demi-alternance, alors que l'on se trouve au-dessous pendant la demi-alternance de travail. Pour éviter les ennuis qui en découlent, on peut être amené à prévoir un nombre assez considérable de soupapes. Dans ce cas, le montage de la figure 10 peut être préférable, car avec quatre soupapes seulement on peut redresser les deux alternances d'une tension alternative de 100 volts ; la tension à considérer étant dans ce cas celle qui existe en charge aux bornes du secondaire puisque celui-ci ne travaille jamais à vide. Le montage en pont permet d'augmenter la tension aux bornes du circuit d'utilisation en remplaçant deux soupapes par deux condensateurs ainsi qu'il est représenté par la figure 11. A vide, cette tension est deux fois la tension secondaire du transformateur ; si la capacité des condensateurs est élevée par rapport à la résistance du circuit d'utilisation, la tension aux bornes de ce circuit est très proche de la valeur précédente. Par contre, si la capacité est faible par rapport à la résistance du circuit d'utilisation, la tension d'utilisation est très voisine de zéro.



LES SECRETS DE LA FABRICATION DES DISQUES

par A. LEROY, ingénieur E. C. P.

■ ■ ■ ■ ■

L'enregistrement

LA partie la plus délicate de la fabrication des disques est l'enregistrement ; aussi, chaque maison garde-t-elle un secret jaloux sur ses procédés. On comprendra que je ne me permette pas de décrire, dans cette étude, les appareils utilisés par les maisons qui m'ont ouvert les portes de leurs studios et de leurs laboratoires ; le lecteur m'excusera de m'en tenir à des notions générales et de ne pas décrire les appareils utilisés effectivement. On m'excusera de ne donner pour exemples que ceux que l'on pourrait trouver dans des brevets publiés.

Malgré ces réserves, j'espère pouvoir laisser apercevoir au lecteur quelques aspects des problèmes qui se posent.

L'acoustique du studio

Si l'on écoute successivement une émission de T. S. F. et un disque moderne, on ne peut pas n'être pas frappé de la différence des qualités sonores.

On dirait qu'à la station d'émission tout a été réuni pour estomper, éliminer la sonorité propre de la salle et son caractère individuel ; au contraire, la résonance du studio est mise en valeur dans le disque et y devient un

élément de la beauté du son. Cette différence marque la supériorité technique du disque.

Si, en effet, l'acoustique du studio d'émission était étudiée de façon à n'estomper aucune fréquence et à rendre les sons dans leur intégralité, chose que l'on recherche pour le disque, les haut-parleurs incapables d'obéir fidèlement à de brutales impulsions ne donneraient que ferraillages et sonorités désagréables. C'est la perfection des appareils d'enregistrement qui permet l'utilisation de studios doués d'une excellente acoustique. Espérons que les progrès que font chaque jour les techniques de la basse fréquence et des haut-parleurs permettront bientôt de faire bénéficier les auditeurs de T. S. F. des sonorités riches et claires des salles bien étudiées.

Pour donner une idée de l'influence de l'acoustique, étudions les phénomènes qui accompagnent dans une salle l'onde sonore. Prenons l'exemple très caractéristique d'une note de piano. Deux temps sont à envisager : la période d'établissement du son correspondant à un choc, choc du marteau sur la corde ; la période musicale où rayonne de l'instrument une onde sonore plus ou moins amortie.

Considérons l'onde de choc : elle part et va frapper les murs de la salle. Ceux-

ci vont réagir de deux manières : ils la réfléchissent après une absorption plus ou moins grande et résonnent suivant leurs périodes propres et les périodes propres de la masse d'air contenue dans la pièce. Le microphone va donc enregistrer trois genres d'impulsions : l'onde de choc, ses échos, les résonances éveillées. Remarquons que notre oreille observe admirablement, quoique inconsciemment, ces impulsions et que c'est la sensation du passage des ondes successivement réfléchies qui éveille en nous l'idée des dimensions et des caractères de la salle.

Si nous observons ce qui se passe pendant la période musicale, nous voyons apparaître les mêmes phénomènes compliqués du fait que le son a une durée grande par rapport aux temps que mettent à se propager les échos successifs. Il se produit, dans le local, des séries d'ondes stationnaires et d'interférences. Le microphone perçoit la somme de ces impulsions et il est évident que, si nous nous trouvions dans le même lieu, notre oreille percevrait également la somme de ces impulsions. Mais, chose remarquable, par un phénomène d'accommodation dont nous ignorons le mécanisme physiologique, l'oreille corrige la superposition des ondes et semble faire parmi elles un tri tel que nous pouvons avoir la sensation d'un son clair là où le microphone perçoit un son confus ou, plus exactement, un son qui nous paraîtra confus après retransmission. Cette confusion des sons due aux divers régimes d'interférences est un défaut général des salles dont l'acoustique n'a pas été étudiée.

La première idée que l'on peut avoir pour supprimer ce défaut est de disposer dans la pièce des tentures. Le résultat serait parfait s'il existait des substances capables d'absorber l'onde, de boire son énergie cinétique ; malheureusement, nous n'en connaissons pas et une tenture a surtout pour effet de disperser l'onde sonore comme un

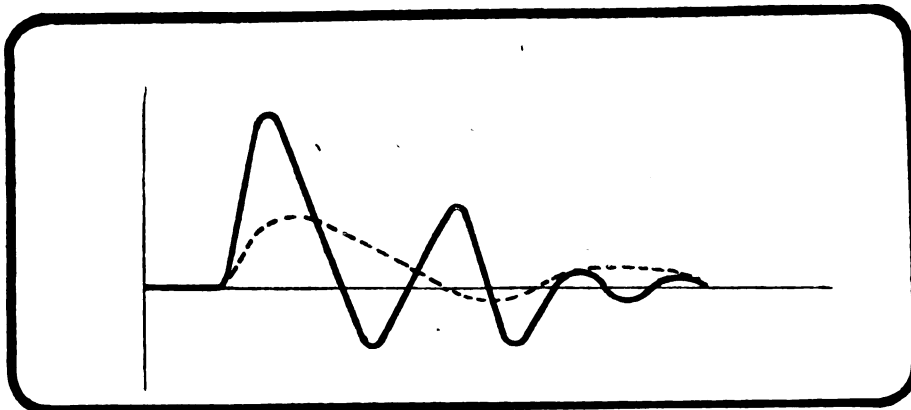


Fig. 1

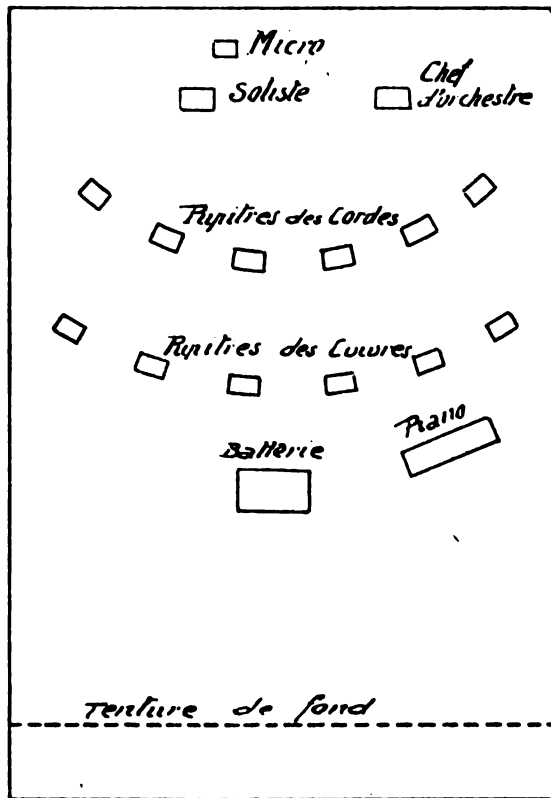


Fig. 2.

nant dans des salles dont les dimensions sont souvent considérables et dont l'acoustique est étudiée et corrigée en utilisant des méthodes parfois fort curieuses. Je n'en citerai qu'une.

Une grande marque de disques posa un jour ce problème : construire un studio d'une remarquable acoustique et déterminer sur plans l'emplacement de l'orchestre et du microphone. C'était pour les architectes un grand embarras. Il est déjà bien difficile de construire une bonne salle de spectacle, mais une salle d'enregistrement... Comment étudier l'acoustique d'un studio sur plans ? Voici la solution utilisée :

Les plans ayant été faits et étudiés minutieusement, on construisit un modèle réduit au dixième de la salle en respectant scrupuleusement les cotes intérieures et l'on substitua une vitre à ce qui devait figurer le plancher. Puis, comme les ondes lumineuses ont les mêmes lois de réflexion que les ondes sonores ; comme, d'autre part, les phénomènes optiques sont réversibles, l'architecte imagina d'étudier l'influence des murs sur le cheminement des ondes en plaçant, au lieu où devait se trouver le microphone, une petite ampoule électrique et en garnissant les parois intérieures de feuilles d'étain. En

verre dépoli disperse la lumière. Si une onde se propage dans un studio tendu de tentures, tout se passe comme si, en chaque point des tentures, était disposé un petit miroir imparfait réfléchissant l'onde sur le microphone. Les chemins suivis par les rayons issus de chaque miroir élémentaire étant différents, il est facile de comprendre comment au choc va se substituer une somme d'impulsions élémentaires successives déformant complètement l'onde, l'estompant, l'effaçant. Si, au lieu de considérer un choc, nous considérons une onde entretenue, nous nous apercevrons qu'elle va acquérir un caractère voilé et flou, cotonneux, de l'indécision, de la mollesse. Les timbres des instruments ne seront pas modifiés, si l'on entend par timbres les rapports des intensités des divers harmoniques composant le son ; mais les attaques et les extinctions de notes, la manière dont l'oreille groupe autour du son d'un instrument, distingué dans un ensemble orchestral, les timbres, ce que l'on pourrait appeler la perspective sonore, voilà ce qui disparaît irrémédiablement. L'absence de tentures dans le studio est la grande cause de l'admirable clarté des sons de certains disques. On enregistre mainte-

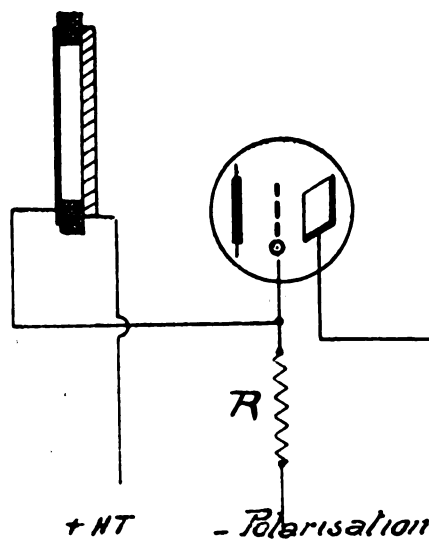


Fig. 3.

déplaçant un petit écran dans l'enceinte, on observait que les ondes lumineuses renvoyées par les murs donnaient en certains points des renforcements de lumière; dans la salle réelle, un instrument placé en ces points concentrerait donc des faisceaux d'ondes réfléchies sur le microphone : ce point serait mauvais. On modifia alors la courbure des murs, la disposition de leur ornementation, de façon à faire cesser les renforcements et à obtenir ainsi le modèle définitif. La salle exé-

général, le soliste très près du microphone, quitte à l'obliger à jouer le moins fort possible et la même règle est observée pour un chanteur. Cette proximité du soliste se sent très bien à la reproduction : on dirait, chose curieuse et qui mérite un mot d'explication, que l'on sent le chanteur sur le bord du pavillon, l'orchestre se trouvant dans le fond et ceci est complètement indépendant de toute question de force relative. A quoi attribuerons-nous ce phénomène, qui pourrait fort bien être

déformations que subit l'onde dans sa propagation. Une onde ne se propage pas, en effet, comme nous l'enseigne la physique élémentaire, sans modification de forme. Il semble que l'énergie contenue dans l'onde se déplace moins vite que l'onde elle-même, en sorte qu'un front d'onde a toujours tendance à s'effacer pour venir grossir de son amplitude l'onde suivante, qui elle aussi cède son énergie en arrière. Il y a là une cause de déformation, de déphasage relatif des harmoniques encore mal connue, mais que notre oreille doit savoir apprécier, traduire par la suggestion d'une idée de distance.

Il me resterait encore bien des choses à dire sur l'acoustique du studio. Je n'ai fait qu'effleurer ce sujet, si vaste, si mal connu encore.

Puissé-je laisser dans l'esprit du lecteur cette idée que l'acoustique du studio est, pour l'enregistrement, et sera demain pour l'émission, une question d'un intérêt capital. Par une judicieuse étude de l'acoustique, on peut obtenir une clarté de son, une sensation de relief et de perspective qui semblent faire jaillir l'orchestre hors du reproducteur, le transporter vivant dans la pièce. Ce progrès, nous le connaissons demain.

Le microphone

Dans l'étude de la partie électrique des appareils d'enregistrement, nous devons logiquement commencer par les microphones.

Ceux dont on fait usage rappellent beaucoup les types utilisés pour l'émission. Il convient seulement qu'ils restent sensibles sur une étendue plus grande de l'échelle sonore et qu'ils débordent très largement les limites des sons musicaux. Trois modèles sont en faveur : à charbon, électrodynamique, électrostatique.

Quel que soit le mécanisme envisagé, le premier problème qui se pose lorsque l'on cherche à réaliser un microphone est de choisir une membrane susceptible d'entrer en vibration sous l'influence des ondes sonores, de suivre fidèlement les impulsions de l'air sans leur ajouter de parasites. On obtient ce résultat en choisissant une membrane dont la période propre soit nettement ou supérieure, ou inférieure, aux fréquences envisagées et en l'amortissant convenablement. Nous voyons donc que l'on utilisera soit une lame tendue rigide, soit, au contraire, une feuille souple comme une feuille de caoutchouc. L'amortissement est obtenu par un matelas d'air auquel s'ap-

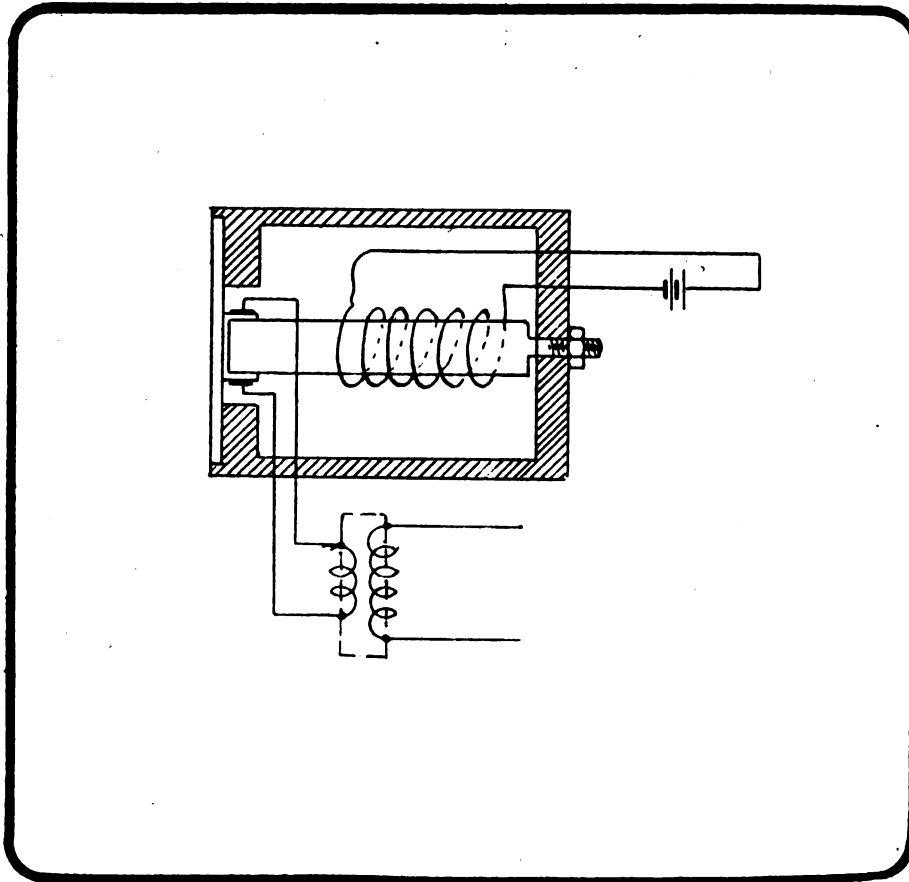


Fig. 4

cutée sur ces données fut considérée comme excellente.

Il est rare que soit posé un tel problème. On a, en général, à utiliser au mieux une salle existante.

La disposition classique consiste à mettre le microphone à une certaine distance du mur de fond (3 à 5 mètres) en masquant par une tenture, si c'est nécessaire, l'extrémité de la salle pouvant donner un écho. Les musiciens sont disposés autour du microphone en demi-cercles successifs. Au plus près, les cordes (violons, violoncelles, harpes); derrière, les cuivres (trompettes bouchées, saxophones); le piano, la batterie, sont relégués à plus grande distance. On place, en

utilisé dans les studios d'émission pour donner un peu de cette perspective sonore qui manque encore à la radio?

Nous avons vu que l'oreille était susceptible d'apprécier le temps séparant une onde directe d'une onde réfléchie. Si un instrument est loin du microphone, ondes directes et ondes réfléchies doivent se succéder de très près et avoir des forces équivalentes; au contraire, si l'instrument est près du microphone, l'onde directe est nettement plus forte et séparée des ondes réfléchies. J'ignore la valeur de cette explication, mais je la crois faible, le phénomène m'ayant toujours semblé absolument indépendant de la salle. Je crois que notre oreille apprécie les

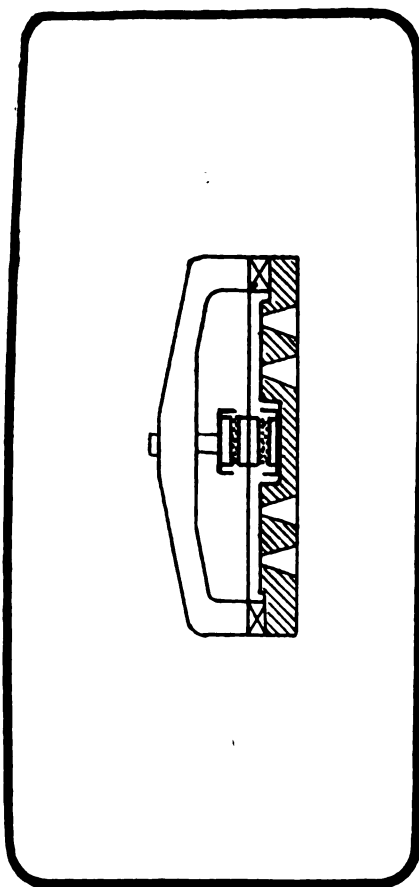


Fig. 5

puie la membrane, par un freinage à l'huile ou même par des actions électriques ou magnétiques. Engendrer à l'aide des vibrations mécaniques de la membrane les vibrations électriques ne présente aucune difficulté. Le dispositif le plus simple, théoriquement aussi le plus parfait, quoique son manque de sensibilité le fasse souvent rejeter, est de constituer un microphone à condensateur, en adossant la membrane à une pièce métallique rigide. Le montage est simple : on connecte la membrane à la grille de la lampe d'entrée, grille dont le potentiel moyen est défini par une résistance de fuite de 500.000 ω . La pièce métallique est portée, elle, à un potentiel positif aussi élevé que possible. Cette simplicité théorique de réalisation cache des difficultés pratiques très grandes dues surtout au manque de sensibilité. Faire suivre un tel dispositif de huit étages à grand coefficient d'amplification sans que s'accroche de sifflements, sans souffle, en éliminant les influences extérieures parasites comme l'induction du secteur, n'est pas un petit problème.

Ces difficultés font préférer souvent

au microphone électrostatique le microphone électrodynamique, qui bénéficie de la même absence théorique de souffle en gardant une sensibilité appréciable. Il en existe plusieurs modèles. Le plus connu comporte une bobine légère constituée par soixante tours de fil d'aluminium, roulés sur un cylindre de papier mince. Cette bobine est plongée dans le champ annulaire d'un puissant électro-aimant. Les vibrations sont transmises par une membrane constituée d'une feuille de caoutchouc mince adossée à du coton légèrement gras. Les déplacements de la bobine dans le champ y provoquent des courants que le transformateur d'entrée du poste se charge d'élever en tension. Le microphone électrodynamique n'est pas très aimé des enregistreurs ; ils lui reprochent en particulier de ne pas déterminer sur la grille de la première lampe des variations de potentiel qui soient fonction de la pression de l'air, mais des variations de cette pression. En langage mathématique, nous dirons que, tandis que l'oreille est sensible aux pressions p , le microphone électromagnétique est sensible aux variations $\frac{ds}{dt}$ de la pression dans le temps.

C'est là une cause subtile de distortion, dont je m'abstiendrai de discuter les effets.

trique, le microphone est du type à grenaille compensé. La membrane porte deux pastilles de charbon, une sur chaque face ; ces pastilles viennent s'appuyer sur le graphite contenu dans des coupelles de laiton maintenues rigidement sur le bâti. Le courant arrivant par la membrane se divise en deux branches entre les deux éléments microphoniques et agit sur le double enroulement primaire d'un transformateur de modulation. On reconnaît dans cette description un type de microphone utilisé pour l'émission et les « Public adress ». Les microphones spéciaux pour l'enregistrement n'en diffèrent que par les caractéristiques de la membrane.

Voici enfin un type de microphone à charbon et membrane souple. Imaginez un rectangle de matière isolante de 15 x 7 cm. environ. Sur ce rectangle comme fond, sont fixés une série de prismes triangulaires en charbon connectés entre eux de deux en deux. Dans l'espace compris entre ces prismes est placé du graphite pulvérulent. Une lame de caoutchouc mince ferme la chambre à graphite sur sa face avant et transmet les vibrations de l'air.

On voit quelle grande variété de microphones peut être utilisée ; je ne sais quel type s'imposera dans l'avenir. Les questions de sensibilité un

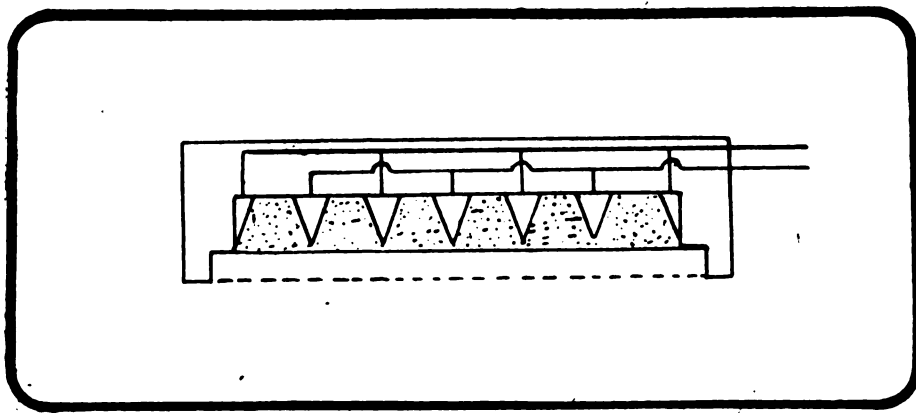


Fig. 6

Arrivons aux microphones à charbon ; il en existe des types très nombreux. Parmi eux, je décrirai celui d'une grande maison américaine bien connue. La membrane rigide d'acier est tendue sur un bâti circulaire de métal. L'amortissement est obtenu au moyen de la couche d'air enfermée entre la face arrière de la membrane et le bâti, couche d'air qui ne peut s'échapper, lors des vibrations, qu'à travers une série de petits trous coniques percés dans le bâti. Au point de vue élec-

forme aux diverses fréquences, d'absence de souffle sont dès maintenant bien résolues, si bien résolues que je ne pense pas que la découverte d'un microphone théoriquement parfait puisse apporter aux appareils actuels un perfectionnement sensible. Pourtant, il n'est pas de jeune technique qui ne puisse être bouleversée, et dans le secret des laboratoires s'étudient des procédés nouveaux : on parle de faire des enregistrements électriques sans microphone.

❖ ❖ ❖ ❖ ❖

LES CODES MÉTÉOROLOGIQUES

(Suite)

■ ■ ■ ■ ■

APRÈS avoir jeté un rapide coup d'œil sur l'évolution de la météorologie, nous avons vu (*) que l'élaboration d'une « prévision du temps » nécessite, aujourd'hui, la connaissance du temps qu'il fait non seulement dans la région considérée, mais encore sur tout le continent et sur mer. On sait la nécessité d'un langage chiffré pour transmettre rapidement au lieu de prévision les observations permettant le tracé de cartes spéciales (nébulosité, isobare, isallobares) qui synthétisent le temps qu'il fait sur la France, l'Europe et même tout l'hémisphère nord à une heure déterminée. On a vu de quoi se composaient ces messages d'observation et le schéma symbolique de leur transmission. Enfin, on connaît les heures et les caractéristiques d'émission des « météo-grammes » qui intéressent davantage l'amateur, ainsi que la nature des renseignements qu'ils donnent.

Il ne nous reste donc plus à voir, pour pénétrer le secret de ces alignements de chiffres que nous fournit l'écoute, que la suite des tableaux de déchiffrement.

On sait déjà qu'ils sont différents suivant qu'il s'agit d'une observation française ou d'une observation étrangère. Ainsi, par exemple, le chiffre 5, lorsqu'il donne le temps qu'il faisait avant l'heure de l'observation, signifie « bruine » dans une observation française et « averse » dans une observation étrangère. On a vu, en effet, la coexistence actuelle de deux grands systèmes de chiffrement et de déchiffrement : le Code international d'une part ; le Code d'essai international en usage en France, d'autre part.

CODE D'ESSAI

Afin de donner la suite des tableaux sous une forme pratique, nous prendrons d'abord comme guide le déchif-

frement des observations françaises dont les formes symboliques sont les suivantes :

<i>iiDDF</i>	<i>w₁w₁Vhn</i>	<i>NC₁W₁TT</i>	<i>BBBc₁b</i>		(1)
<i>iiDDF</i>	<i>w₁w₁Vhn</i>	<i>NC₁W₁TT</i>	<i>BBBc₁b</i>	<i>R₁R₁mmr</i>	(2)
<i>iiDDF</i>	<i>w₁w₁Vhn</i>	<i>NC₁W₁TT</i>	<i>BBBc₁b</i>	<i>R₁R₁MMr</i>	(2 bis)

La forme (1) est celle des observations de 1 heure et de 13 heures. C'est donc la forme des observations des météo-grammes régionaux de 1 heure et de 13 heures ainsi que des Météo France 0 h. 00 et 13 h. 00. La forme (2) est relative aux observations de 7 heures et la forme (2 bis) aux

observations de 18 heures. Si la station d'observation a vue sur la mer, elle transmet SV, au lieu et place

de *mm* ou *MM*. Les stations de montagnes ou ayant vue sur des montagnes transmettent soit *Ek*, soit *ek*, au lieu et place de *mm* ou *MM*.

Nous avons d'ailleurs vu la signification symbolique de chacune de ces lettres. Nous allons les reprendre pour les déchiffrer.

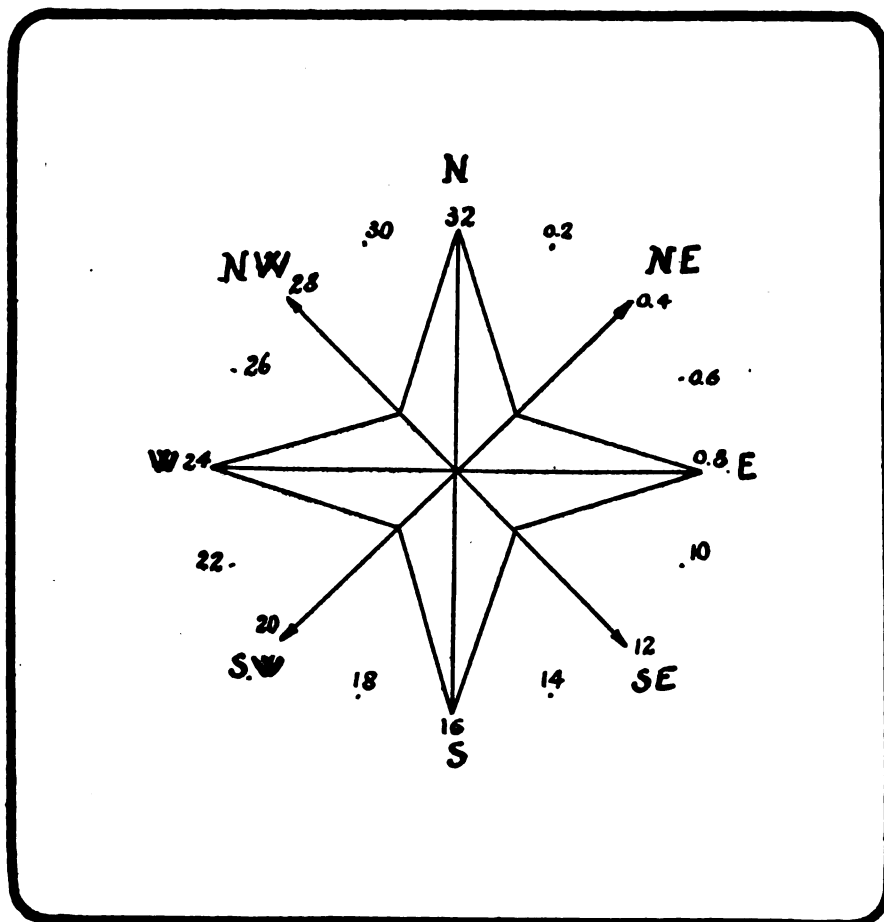


Fig. 1

* Se reporter au Q S T, n° 56.

Premier groupe. — Les deux premiers chiffres ici désignent l'indicatif de la station où l'observation est faite. La liste des postes d'observations a été donnée, avec leur position géographique, dans le précédent article ; les indicatifs y figurent par un groupe de trois chiffres. Dans tous les météogrammes français (Météo régionaux et Météo France), le premier chiffre — qui est toujours 2 — est supprimé. Ainsi, 43 désigne Orléans et 06 Clermont-Ferrand. L'indicatif à trois chiffres (243-206 p. ex.) n'est utile que dans les météo internationaux, comme nous le verrons plus loin.

Les deux chiffres suivants : DD, donnent la direction du vent au sol suivant une rose à 32 rhumbs.

Si la valeur de DD est 32, c'est que le vent vient du nord ; si elle est de 28, c'est que le vent souffle du N.-W. La rose des vents ci-contre facilitera d'ailleurs le déchiffrement. Les deux chiffres 00 indiquent un vent nul. Si l'on trouve dans les messages un nombre DD supérieur à 32, cela ne proviendra pas forcément d'une erreur de transmission. En effet, nous verrons plus loin que la tendance barométrique s'exprime par un seul chiffre — *b* — en demi-millibars ; or, il peut advenir que sa valeur soit supérieure à 10 ; dans ce cas, *b* n'indique plus que le chiffre des unités, et pour indiquer que le chiffre des dizaines est 1 on ajoute 33 à la direction du vent ; si le chiffre des dizaines atteint 2, on ajoute de nouveau 34, soit 67 à la valeur primitive de DD.

Ainsi on indique un vent de N.-E., avec une tendance inférieure à 10 ; 37 indique un vent de N.-E. avec une tendance comprise entre 10 et 19 (*b* indiquera l'unité) ; 71 indique un vent de N.-E. avec une tendance supérieure à 19, cas tout à fait exceptionnel.

Le dernier chiffre du groupe — F — indique la vitesse du vent suivant

TABLEAU N° 6.

Valeur de <i>ww</i>	Description du temps	
01	Aucun nuage inférieur ou moyen.	
02	Strato Cumulus	Légers ou moyens.
03		Epais, sans précipitation.
04		Epais, avec précipitation légère.
05	Stratus	Légers ou moyens.
06		Epais, avec précipitation insignifiante.
07		Epais, avec précipitation légère.
08	Ciel bleu, mais avec de petites aiguilles de glace qui semblent flotter dans l'air.	

une échelle progressive spéciale, dite « Echelle Beaufort », dont voici le tableau de déchiffrement.

Les forces Beaufort 9, 10, 11, 12 sont uniformément désignées par la valeur 9 de F. On les distingue à ce que — en fin de message — on trouve en clair les mots « tempête dix », « tempête onze » ou « tempête douze ».

Deuxième groupe. — Les cinq lettres symboliques sont *w, w₁, V, h, n*. Les deux premiers — *w, w₁* — sont relatives à l'état du ciel. Le premier chiffre indique le caractère général du temps, le second précise son évolution particulière. On a ainsi dix « décades » qui classent dix types de temps différents. La classification est faite d'après la notion de « système nuageux », ce qui évite, d'une part, l'emploi d'un chiffre spécial indiquant le « météore » : pluie, neige, orage ; d'autre part, l'emploi d'un chiffre de nuage, les décades donnant les renseignements nécessaires à ce sujet tout en précisant l'évolution du ciel.

La décade zéro caractérise le ciel pur (ciel « d'intervalle ») ou les différents types de temps stratiforme soit

par strato-cumulus ou par stratus (brouillard élevé).

Le nombre 01 précise qu'il n'existe, à l'heure de l'observation, ni nuages inférieurs (dont la base est à une hauteur inférieure à 2.500 m. d'après la classification internationale), ni nuages moyens (base inférieure à 6.000 m.). Il n'existe donc que des nuages supérieurs — cirrus, cirro-stratus — ou bien encore le ciel est pur. L'alternative est levée par un chiffre du second groupe qui précise la nébulosité des nuages supérieurs. C'est qu'en effet les cirrus existent dans toutes les phases des systèmes nuageux et, par suite, il n'est pas possible de préciser leur nature et leur quantité par les chiffres suivants des décades. Pour expliquer cela, nous croyons bon de résumer rapidement quelques notions sur les nuages et les systèmes nuageux.

On a classé les nuages d'après leur altitude et leur forme en famille, genre, espèce et variétés.

Les nuages planant à une altitude de 6.000 à 10.000 mètres forment la famille (ou classe) des « cirrum » ou « nuages supérieurs ». Ce sont les « cirrus », nuages fins et délicats à texture fibreuse atténuant à peine la lumière du soleil. Ils peuvent s'étendre en voile diffus donnant un ciel blanchâtre, c'est alors un « cirro-stratus ». Entre 2.000 et 6.000 mètres on trouve la famille des « nuages moyens » ou du « velum ». Ce sont des « petites balles ou petits flocons blancs sans ombres ou avec des ombres très faibles qui sont disposés en groupe et souvent en files ». On les appelle alors des « cirro-cumulus ». S'ils s'abaissent en s'agglomérant en formant des balles plus grosses d'un gris blanc, ce sont des « alto-cumulus ». Ils peuvent s'abais-

TABLEAU N° 5

Valeur de F	Force Beaufort	Vitesse en m./sec.	Nature du vent
0	0	0 à 0,5	Calme
1	1	0,6 à 2	
2	2	2 à 4	Légère brise
3	3	4 à 6	
4	4	6 à 8	Brise modérée.
5	5	8 à 10	
6	6	10 à 12	Vents forts.
7	7	12 à 15	
8	8	15 à 18	Coup de vent.
9	9	18 à 22	
9	10	22 à 25	
9	11	25 à 29	Tempête.
9	12	> 29	

TABLEAU N° 7

Valeur de <i>ww</i>	Description du temps	
11	Cu. en croissance (naissants ou bourgeonnants)	Cu. de beau temps, petits à moyens.
12		Cu. bourgeonnants, mais encore sans capuchon.
13		Cu. plus bourgeonnants, dont certains sont coiffés de capuchon (transition à 53-55).
14	Les Cu. se dégonflent par leurs sommets et s'étalent par leur base en formant des bancs ressemblant à des St.-Cu.	
15	Cu. s'étalant par leurs sommets.	Les sommets des Cu. s'étalent en une couche épaisse à l'aspect d'A.-Cu.
16		A.-Cu. provenant de Cu. par l'évolution 15. Les Cu. ont disparu.
17	Cu. plats	Petits et isolés.
18		Nombreux, souvent formant une couche qui ressemble à St.-Cu.

ser encore et se souder complètement en un voile d'« alto-stratus ». La famille des « nuages inférieurs » comprend les « strato-cumulus », gros bourrelets ou grosses balles de nuage sombres qui peuvent s'étendre sur tout le ciel, les « nimbus », nuages très sombres sans forme nette à bords déchiquetés, courant quelquefois très bas et qui sont les nuages de pluie.

D'autres nuages encore ont leur base à une altitude inférieure à 2.500 mètres, mais, comme ils ont une formation tout à fait différente, on les classe dans une famille spéciale, celle des « nuages à développement vertical ». Ce sont le « cumulus », dont le sommet atteint, en effet, l'altitude des nuages moyens, et le « cumulus nimbus », dont le sommet se trouve à

la hauteur des nuages supérieurs et présente par suite l'aspect des cinus, qui sont des nuages de glace. Les

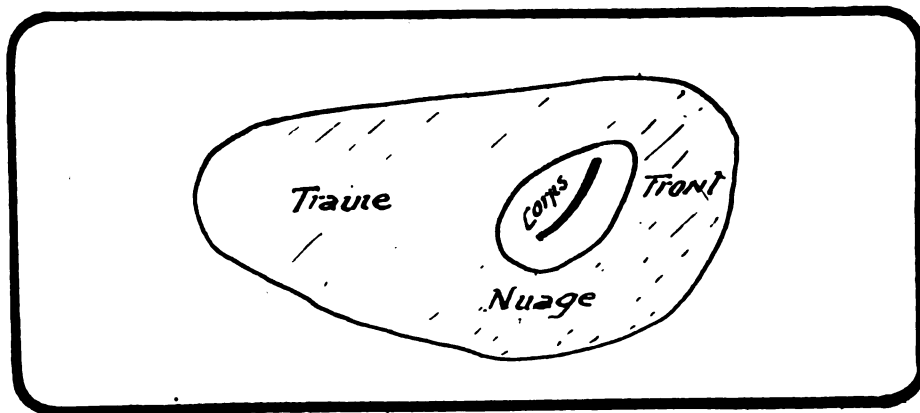


Fig. 2

premiers sont tantôt des nuages blancs à base nettement horizontale dont les dimensions changent au cours de la journée et qui disparaissent la nuit: ce sont alors des « cumulus de beau temps »; tantôt ils sont déchiquetés et sans base définie ne différant des nimbus que par la couleur: ce sont les « cumulus de mauvais temps »; enfin ils sont énormes, à bords nets en forme de dômes multiples: ce sont les « cumulus bourgeonnants ».

Les seconds (cumulo-nimbus) sont des cumulus bourgeonnants qui se sont développés encore davantage; leur sommet est alors un faux cinus qui prend les formes caractéristiques du capuchon, de l'éventail ou de l'enclume.

La vapeur d'eau condensée en fines gouttelettes forme le brouillard au

sol et le « stratus » en altitude, qu'on peut ranger dans la catégorie des nuages inférieurs.

Les genres de nuages des familles (ou classe) que nous venons de voir se subdivisent à leur tour en espèces (cirrus uncinus, alto cumulus castellatus, p. ex.), puis en variétés (lenticularis, mammatus, spumatus, etc.) dans lesquelles on peut mentionner certains détails (pileus, incus, virgum...).

Tous ces différents types de nuages ne se groupent pas indifféremment dans le ciel. On ne verra jamais par exemple un alto-stratus doublé de cumulus à variation diurne (ou de beau temps) et on verra rarement un strato-cumulus coexister avec un autre genre de nuage. Une étude systématique a montré que les nuages se groupent dans l'espace toujours de la même façon comme l'avait entrevu Drobrowski et, que de, plus cet ensemble se déplace — au moins un certain temps — sans grande modifi-

TABLEAU N° 8

Valeur de <i>ww</i>	Description du temps.	
21	Bancs d'A.-Cu. en transformation incessante.	Sans nuages bas ou doublés de nuages cumuli-formes.
22		Doublés de nuages amorphes.
23	Couche d'A.-Cu.	Sans nuages bas ou doublés de nuages cumuli-formes.
24		Doublé de nuages bas amorphes.
25	Couche d'A.-Cu. avec parties menaçantes d'A.-St duplicatus.	Sans nuages bas ou doublé de nuages cumuli-formes.
26		Doublée de nuages bas amorphes.
27	A.-Cu. lenticularis.	
28	Temps de foehn A.-St. avec segment du ciel découvert sur le versant de la montagne opposé au vent. Cu. de foehn dans ce segment, mur de foehn sur la crête.	

TABLEAU N° 9

Valeur de <i>ww</i>	Description du temps.	
31	Voile d'A.-St. augmentant (*)	Voile mince, quelquefois encore Cu. en voie de résorption.
32		Voile encore assez mince, le soleil apparaît comme une tache lumineuse.
33		Voile épais (soleil invisible) ressemblant par endroits à un Nb. élevé.
34	Voile d'A.St. sans évolution nette.	
35	Voile d'A.-St. caché depuis quelque temps complètement par nuages bas amorphes.	
36	Voile d'A.-St. décroissant (apparition d'un segment bleu).	

* Le ciel d'A.-St. est souvent doublé de nuages bas; le chiffre *n*, précise ce point.

aux décades et leur explication sera aisée. La décade 0, comme nous l'avons vu, caractérise le ciel d'intervalle entre deux systèmes nuageux ou de front (chiffre 01), ou celui de « liaison » entre les deux marges droites de deux systèmes; on y trouve du stratus et des strato-cumulus. Le chiffre 08 ne s'applique évidemment pas aux régions françaises.

La décade 1 caractérise uniquement le ciel d'intervalle peuplé de cumulus de beau temps. Ils sont à variation diurne caractérisée et le stade de leur évolution est indiqué par le chiffre de la décade. Les cumulus sans variation diurne nette se trouvent à la décade 4.

La décade 2 est relative aux ciels de

TABLEAU N° 11

Valeur de <i>ww</i>	Description du temps		
81	Ciel supérieur clair ou avec nuages ciriformes seulement	Averses faibles ou modérées	Pluie.
82			Neige ou pluie mêlée de neige.
83			Grésil.
84		Grains ou averses fortes	Pluie.
85			Neige ou pluie mêlée de neige.
86			Grésil ou grêle.
87	Ci.-St. avec A.-St. ou A.-Cu. (annonçant l'approche de mauvais temps général) au-dessus des Cu. Nb. Les Cu. Nb. donnent encore des averses.	Pluie.	
88		Neige ou pluie mêlée de neige.	
89		Grésil ou grêle.	

cation. On retrouva ainsi la « succession nuageuse » en un lieu donné de M. Guilbert. La notion de « système nuageux » synthétise ces deux faits. C'est par régime d'ouest que ces systèmes nuageux du type dépressionnaire — c'est-à-dire qui se trouvent dans une dépression isobarique — sont les mieux constitués. On trouve à l'avant dans le sens de la marche, des nuages élevés cirrus, puis cino-cumulus et cino-stratus. Ils forment la phase « front » et composent le ciel prédépressionnaire. Les nuages s'abaissent et s'épaississent encore en donnant l'alto-stratus, qui ne tarde pas à se doubler de nimbus avec pluie: c'est la phase « corps »; elle est généralement liée à la baisse barométrique, puis vient la hausse avec la phase « traîne » du ciel post-dépressionnaire. On y peut trouver des cinus, des alto-cumulus, de nombreux cumulus, des cumulo-nimbus et enfin des éclaircies... Sur le flanc droit et gauche aussi, on trouve des nuages moyens et élevés comme en front, mais

d'espèces différentes. C'est la « marge » du système nuageux.

Cette longue mais nécessaire digression étant close, nous pouvons revenir

début de « corps » ou de « marge »; le temps est incertain, mais sans précipitation à la station; il est nuageux ou très nuageux, notamment par alto-cumulus. Les nombres 21 et 22 désignent des ciels de « marge », ainsi que 27; les nombres 23 et 24 sont des ciels de fin de front ou de début de corps.

Avec la décade 3, nous entrons dans le corps du système dépressionnaire. De 31 à 35, le voile d'alto-stratus augmente et se double de nuages bas amorphes (nimbus) avec 36, le noyau de pluie est passé; c'est la phase de fin de « corps ».

La décade 4 caractérise des ciels de « traîne » lorsqu'il n'y a pas de précipitation sur la station; de 41 à 43 le temps est de plus en plus menaçant, mais il n'y a pas eu de précipitation, même en vue, pendant la demi-heure qui précède le moment de l'observation; de même de 44 à 46, mais le temps est

TABLEAU N° 10

Valeur de <i>ww</i>	Description du temps	
41	Pas de précipitation, même en vue de la station, pendant la dernière demi-heure.	Les Cu. n'atteignent pas au Cu.-Nb.
42		Des Cu. atteignent au Cu.-Nb. (avec enclume).
43		Ci.-St. avec A.-St. ou A.-Cu. au-dessus de gros Cu. ou Cu.-Nb. (transition à 31).
44	Une averse a été aperçue pendant la dernière demi-heure, mais pas de précipitation sur la station elle-même.	Les Cu. n'atteignent pas au Cu.-Nb.
45		Des Cu. atteignent au Cu.-Nb. (avec enclume).
46		Ci.-St. avec A.-St. ou A.-Cu. au-dessus de gros Cu. ou Cu.-Nb. (transition à 31).

TABLEAU N° 12

Valeur de <i>ww</i>	Description du temps			
61	Sans bruine mais avec brouillard.	Brouillard intermittent.		
62		Brouillard dont la densité diminue vers le haut, desorte qu'on puisse entrevoir le ciel à travers le brouillard.		
63		On ne peut pas entrevoir le ciel à travers le brouillard.		
64		Brouillard élevé (St. bas sans limite inférieure nette).		
65	Bruine.	Liquide.	Sans précipitation ordinaire.	
66			Avec brouillard.	Avec précipitation ordinaire.
67			Sans brouillard.	Sans précipitation ordinaire.
68				Avec précipitation ordinaire.
69		Solide (cristaux de glace simples mais pas d'étoiles).		

encore plus incertain en ce sens qu'on a aperçu une averse aux environs de la station.

Puisque nous sommes en « traîne », passons tout de suite à la décade 8, qui caractérise le même temps avec précipitation de pluie, neige ou grêle au lieu d'observation. De 81 à 86, on a un ciel caractérisé par des alternatives d'averses et d'éclaircies, mais avec espoir d'amélioration, tandis que, de 87 à 88, le temps se couvre, le « front » d'un système nuageux chevauche la « traîne » du précédent ou passe ainsi d'une phase traîne à une phase corps sans transition.

Les décades 6 et 7 caractérisent des « corps » de système nuageux.

De 61 à 64, on a un ciel de brouillard de plus en plus épais. S'il se condense en bruine, on chiffre de 65 à 68. En général, on se trouve alors dans un corps de système nuageux à alto-cumulus.

Les corps de système nuageux du type à alto-stratus sont caractérisés par un noyau de pluie qui se chiffre à l'aide de la décade 7. De 71 à 73, tout le ciel est couvert et la pluie est de plus en plus forte. A 74, la pluie va bientôt cesser. De même de 75 à 78, mais la pluie est accompagnée de neige ou bien la précipitation est uniquement neigeuse.

Restent les décades 5 et 9. Elles sont relatives aux systèmes orageux. Lorsque l'on chiffre avec la décade 5, c'est que le ciel est orageux, mais qu'il n'y a pas

de précipitation au poste d'observation. L'orage arrive, et l'on note de 51 à 56 suivant que la menace est de plus en plus proche, ou bien l'orage est passé, et l'on note de 57 à 59.

Si l'orage éclate ou persiste au moment de l'observation, on chiffre à l'aide de la décade 9 en choisissant de 91 à 96 suivant la force et la nature de la précipitation. Cependant, si le baromètre accuse une hausse subite très nette (en général elle est inférieure à 1 mm.), si le vent augmente brusquement de force et change rapidement de direction, si la température baisse de plusieurs degrés en même temps que le ciel se couvre par un immense cumulo-nimbus accompagné de tonnerre et d'éclairs, avec chute de pluie ou de grêle, c'est qu'on assiste au passage d'une « ligne de grains orageux » : on chiffre alors de 97 à 99.

Ainsi, pour chiffrer l'état du ciel, on détermine la phase du système nuageux et l'on précise son évolution par un groupe de deux chiffres choisis dans la décade correspondante.

**Petit... son
deviendra grand**



**pourvu que vous utilisiez
un Transformateur B.F**



RIBET et DESJARDINS
constructeurs
10, Rue Violet. PARIS

E. FROOK

catalogue complet franco

8-35

■ ■ ■ ■ ■

L'AMPLIFICATION BASSE FRÉQUENCE PAR TRANSFORMATEURS

par P.-R. DYKSTERHUIS et Y.-B.-F.-J. GROEHEVELD

■ ■ ■ ■ ■

DE nombreuses études ont déjà été publiées sur l'amplification basse fréquence à l'aide de bobines de réactance ou de transformateurs.

Plusieurs auteurs ont réussi à développer des théories qui permettent une compréhension claire du fonctionnement du transformateur basse fréquence. Nous n'avons donc pas à y revenir, mais nous nous proposons de faire ressortir comment les laboratoires Philips, à Eindhoven, par l'emploi de matériaux très spéciaux, ont réussi à réaliser un transformateur répondant parfaitement aux conditions théoriques.

Pour se rendre compte de ce fait, il est nécessaire de voir d'abord quelles sont ces conditions. Or, pour étudier les propriétés d'un transformateur basse fréquence il est indispensable de considérer celui-ci en combinaison avec la triode dans le circuit anodique de laquelle il est intercalé. La suite fera mieux ressortir tout ceci.

La figure 1 reproduit schématiquement une combinaison semblable. L'ensemble de la triode A et du transformateur T constitue donc un « étage d'amplification ». Aux bornes d'entrée 1 et 2 de cet étage, on applique une tension alternative V_{g1} , tandis que la tension V_{g2} , aux bornes de sortie 3 et 4, sera à son tour appliquée aux bornes d'entrée de l'étage suivant, donc entre la grille et le filament de la triode B. On dit que l'étage AT amplifie lorsque effectivement $V_{g2} > V_{g1}$. Par définition, l'amplification de cet étage est donnée par le rapport $\frac{V_{g2}}{V_{g1}}$.

Les oscillations de haute fréquence dont l'antenne réceptrice est le siège,

sont transmises au détecteur, qui les transforme en oscillations de fréquence audible. Eventuellement, le détecteur peut être précédé d'un étage amplificateur haute fréquence. D'une façon générale, la force électromotrice produite dans ces conditions par le détecteur est insuffisante pour actionner d'une façon satisfaisante un haut-parleur monté sur son circuit anodique. Il faut donc prévoir un ou plusieurs étages d'amplification basse fréquence, permettant de produire entre la grille et le filament de la dernière lampe une tension suffisante pour faire fonctionner le haut-parleur dans de bonnes conditions.

Les conditions auxquelles doit satisfaire un étage amplificateur sont d'ordre qualitatif et quantitatif. Les tensions alternatives appliquées entre la grille et le filament de la dernière lampe doivent être l'image fidèle de la tension appliquée aux bornes d'entrée du système amplificateur. V_{g1} étant une fonction périodique quelconque du temps (fig. 1), on peut la décomposer en une série de tensions sinusoïdales, ayant des ampli-

tudes et des différences de phase initiales déterminées.

L'amplification est dite *exempte de distorsion*, lorsque les conditions suivantes se trouvent réalisées :

1° Les tensions V_{g1} et V_{g2} doivent comprendre les mêmes composantes.

2° Les amplitudes de ces composantes doivent être dans un rapport constant.

3° Les différences de phase doivent être identiques avant et après l'amplification.

La première condition peut s'énoncer d'une autre façon en exprimant que l'amplification ne doit introduire aucune distorsion d'amplitude, tandis que les deuxième et troisième conditions reviennent à dire que l'amplification ne doit introduire aucune distorsion de fréquence.

La nature du transformateur ne permet pas de satisfaire entièrement à toutes ces conditions. Cependant, on peut concevoir un ensemble très près des conditions idéales. D'une façon générale, ceci est facile pour la première condition. Il n'en est pas de même de la troisième. Heureuse-

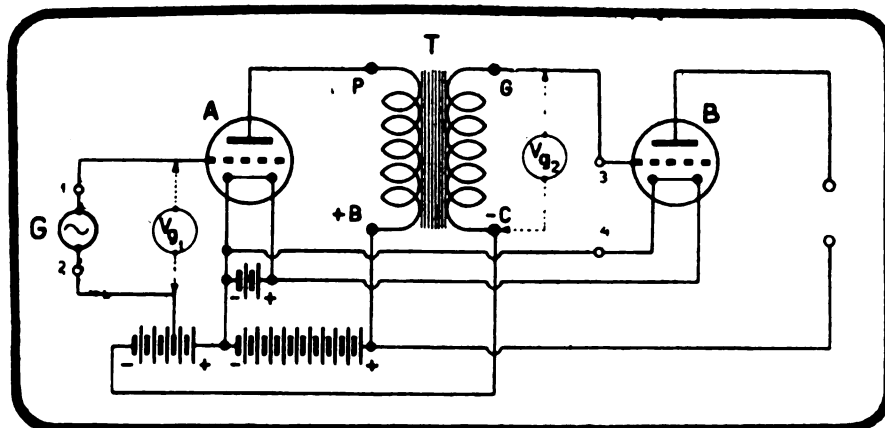


Fig. 1.

ment cependant notre oreille est insensible aux différences de phase.

Une importance beaucoup plus grande doit être accordée à la deuxième condition. Le timbre de la voix ou d'un instrument de musique est déterminé essentiellement par les harmoniques et leurs amplitudes relatives. La conservation du timbre exige donc une amplification uniforme de tous les harmoniques. Ceci signifie que le rapport des amplitudes d'une tension sinusoïdale avant et après l'amplification doit être indépendant de la fréquence de cette tension.

Pour nous rendre compte jusqu'à quel point l'amplification par transformateurs permet d'atteindre ce résultat, nous étudierons les propriétés

couplage de deux circuits. L'enroulement secondaire présente une résistance r_2 , tandis que sa capacité propre augmentée de la capacité de charge de la triode suivante sera représentée par C_2 . L'influence de la capacité propre de l'enroulement primaire ainsi que celle de la capacité entre les deux enroulements peuvent être négligées pour l'étude du cas qui nous occupe. Il en est de même pour les pertes dans le fer, qui ne figureront pas explicitement dans nos équations, mais nous en tiendrons compte dans l'évaluation de l'amortissement.

Afin de ne pas trop compliquer les formules, nous adopterons quelques nouvelles notations. Ainsi, les coefficients d'amortissement primaire

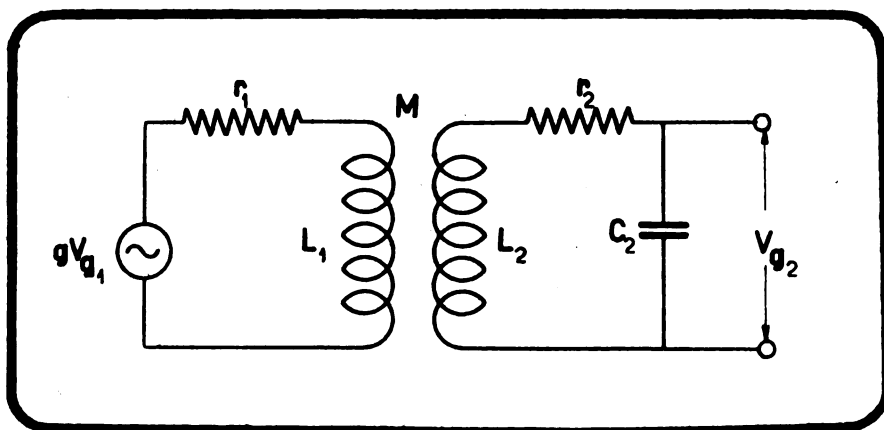


Fig. 2

d'un étage, à l'aide du montage équivalent de la figure 2.

On sait qu'une triode comportant sur son circuit anodique une impédance quelconque peut être assimilée à un alternateur dont la f. e. m. $= k \cdot V_{g1}$ et la résistance intérieure $= r_1$. Dans ces expressions, k et r_1 représentent respectivement le coefficient d'amplification de la triode employée et sa résistance intérieure augmentée de la résistance de l'enroulement primaire du transformateur. Nous représenterons par L_1 la self-induction de l'enroulement primaire du transformateur, par L_2 celle de son enroulement secondaire, tandis que M sera le coefficient d'induction mutuelle de ces deux enroulements. Nous rappelons que, par suite de la dispersion magnétique inévitable,

$$M^2 > L_1 L_2$$

Nous poserons donc $M^2 = m^2 L_1 L_2$, où m représente le coefficient de

et secondaire seront représentés respectivement par

$$\alpha_1 = \frac{L_1}{r_1}$$

$$\alpha_2 = \frac{r_2}{L_2}$$

tandis que $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$ représentera la pulsation propre du circuit secondaire.

Dans ces conditions, on démontre que l'amplification est donnée très approximativement par l'expression suivante :

$$\frac{V_{g2}}{V_{g1}} = \frac{k \cdot \frac{n_2}{n_1}}{\sqrt{\left[1 - (1 - m^2) \frac{\omega_s^2}{\omega_1^2}\right]^2 + \left[\frac{\alpha_1}{\omega} - \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{\omega} \cdot \frac{\omega_s^2}{\omega_1^2}\right]^2}} \quad (1)$$

dans laquelle $\omega = 2\pi f$, f étant la fréquence.

Le rapport $\frac{n_2}{n_1}$ est celui du nombre de spires secondaires au nombre de spires primaires. Dans la suite, ce rapport sera désigné comme le rapport de transformation.

La formule (1), assez compliquée à première vue, se simplifie considérablement par une étude séparée des divers termes qu'elle contient. Le dénominateur n'est autre que la racine carrée de la somme de deux carrés. On voit que l'importance de ses termes dépend de la fréquence, et il est facile de voir que chacun d'eux s'annule pour une fréquence déterminée. Pour chacune de ces fréquences, le dénominateur ne se compose donc que d'un seul terme, ce qui permet de chasser le radical.

Ces deux fréquences peuvent donc se déterminer en annulant successivement chacune des expressions entre crochets.

Les pulsations ainsi déterminées, que nous appellerons ω_0 et ω_s , correspondent à deux points très importants de la caractéristique du transformateur, c'est-à-dire la courbe représentant l'amplification obtenue en fonction de la fréquence.

En posant

$$\left[\frac{\alpha_1}{\omega_0} - \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{\omega_s} \cdot \frac{\omega_0^2}{\omega_s^2} \right] \quad (2)$$

on trouve

$$\omega_0^2 = \omega_s^2 \cdot \frac{\alpha_1}{\alpha_1 + \alpha_2} \quad (3)$$

En introduisant cette dernière valeur dans la formule (1) on trouve, pour la fréquence correspondant à la pulsation ω_0 , une amplification

$$\frac{V_{g2}}{V_{g1}} = \frac{k \cdot \frac{n_2}{n_1}}{1 - (1 - m^2) \cdot \frac{\alpha_1}{\alpha_1 + \alpha_2}} \quad (4)$$

Les constantes figurant dans cette expression prennent en moyenne les valeurs suivantes lorsque l'étage se

compose d'une triode Philips A 413 et du transformateur Philips 4003

$$(1 - m^2) = \text{env. } 0,01,$$

$$\alpha_1 = \frac{r_1}{L_1} = \text{env. } 400 \text{ sec}^{-1},$$

$$\alpha_2 = \frac{r_2}{L_2} = \text{env. } 250,$$

$$\omega_s^2 = \frac{1}{L_1 C_s} = 42,2 \times 10^6 \text{ sec}^{-2}$$

En introduisant ces valeurs dans la formule (4), celle-ci se transforme en

$$\frac{V_{g2}}{V_{g1}} \frac{k \cdot \frac{n_2}{n_1}}{1 - (1 - m^2) \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{\alpha_1}} = \frac{k \cdot \frac{n_2}{n_1}}{1 - \frac{4}{650}} = \text{env. } k \frac{n_2}{n_1} \quad (5)$$

D'autre part la formule (3) indique que la pulsation correspondante est

$$\omega_0^2 = \omega_s^2 \frac{\alpha_1}{\alpha_1 + \alpha_2} = \text{env. } 26 \cdot 10^6$$

qui correspond à la fréquence

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \text{environ } 800 \text{ périodes par seconde.}$$

Nous en déduisons une règle importante :

Pour les fréquences moyennes (environ 800 périodes par seconde pour le transformateur Philips 4003), amplification est donnée par le produit du coefficient d'amplification de la triode par le rapport de transformation du transformateur.

Dans la suite, cette amplification sera prise comme unité et désignée comme amplification de 100 %.

Enfin en posant

$$1 - (1 - m^2) \cdot \frac{\omega_s^2}{\omega_0^2} = 0 \quad (6)$$

on obtient

$$\omega_s^2 = \frac{\omega_0^2}{1 - m^2} \quad (7)$$

La fréquence correspondant à ω_s dépend donc fortement de la dispersion magnétique. Pour ce motif elle sera appelée la *fréquence de dispersion* ω_0 .

Introduisant la valeur (7) dans la formule (1) et en simplifiant un peu, nous obtenons pour l'amplification à la fréquence de dispersion la valeur suivante :

$$\frac{V_{g2}}{V_{g1}} = k \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{\omega_s \sqrt{1 - m^2}}{\alpha_1 + \alpha_2} \quad (8)$$

Cette formule montre clairement que lorsque les amortissements α_1 et α_2 sont petits alors que la dispersion

est grande, c'est-à-dire que m est petit, l'amplification à la fréquence de dispersion peut être très supérieure à $k \frac{n_2}{n_1}$, c'est-à-dire qu'elle peut être égale à plusieurs fois 100 %. La courbe caractéristique accusera donc dans ce cas une pointe très élevée (fig. 3). La pulsation pour laquelle cette pointe de dispersion

se manifeste dépend, d'après la formule (7), de ω_s^2 , donc de L_1 et C_s , valeurs de la self-induction et de la capacité secondaires, ainsi que de la valeur de $(1 - m^2)$, c'est-à-dire de la dispersion magnétique. Pour la triode Philips A 415 suivie du transformateur Philips 4003, on obtient

$$\omega_s^2 = \frac{\omega_0^2}{1 - m^2} = 42,2 \cdot 10^6$$

ou, pour la fréquence de dispersion, $f_s = \frac{\omega_s}{2\pi} = \text{environ } 10.000 \text{ périodes par seconde}$. Il est facile, d'après ce qui a été dit, de trouver l'amplification obtenue à cette fréquence. Il vient

$$\frac{V_{g2}}{V_{g1}} = \text{env. } k \frac{n_2}{n_1}$$

Cette amplification est à peine supérieure à 100 %, de sorte que la pointe de dispersion est inexistante. Ce résultat est dû uniquement au fait que la valeur de l'amortissement $\alpha_2 = \frac{r_2}{L_2}$ est 250. Pour réaliser

cette dernière valeur, on a employé un alliage de nickel pour l'enroulement secondaire, permettant d'arriver à une résistance propre d'environ 60.000 ohms, qui donne en combinaison avec la self-induction secondaire de 250 henrys environ, la bonne valeur à α_2 . Si on avait employé du fil de cuivre pour constituer l'enroulement secondaire, la résistance de celui-ci et donc aussi la valeur α_2 eussent été réduites à environ 1/5 de leur valeur actuelle. La formule (8) montre que dans ce cas la caractéristique aurait présenté une pointe dépassant notablement 100 % (voir fig. 3 a).

Un autre point très important à considérer est l'amplification des notes graves, les accords d'une composition étant portés par les notes fondamentales. Dès que ces notes subissent un affaiblissement relatif, les harmoniques supérieurs manquent de support et l'audition devient creuse. Les divers auteurs qui ont étudié ce sujet, ne sont pas d'accord quant à la fréquence la plus basse dont la reproduction fidèle est indispensable. L'expérience générale permet d'affirmer que la reproduction est suffisamment fidèle lorsque les tensions ayant une fréquence de l'ordre de 50 périodes par seconde, subissent encore une amplification de 50-60 %, à condition toutefois que le haut-parleur employé soit de qualité.

Pour les fréquences très basses dont il est question ici, la formule (1) peut être simplifiée comme il suit :

$$\frac{V_{g2}}{V_{g1}} = \frac{k \cdot \frac{n_2}{n_1}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\alpha_1}{\omega}\right)^2}} \quad (9)$$

Pour la combinaison de lampe et de transformateur que nous étudions particulièrement, $\alpha_1 = \frac{r_1}{L_1} = \text{env. } 400$, de sorte qu'à la fréquence $f = 50$ ou $\omega = 314$ on a

$$\frac{V_{g2}}{V_{g1}} = \frac{k \cdot \frac{n_2}{n_1}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\alpha_1}{\omega}\right)^2}}$$

soit une amplification d'environ 60 %.

Afin d'obtenir des valeurs suffisantes pour la self-induction L_1 et L_2 ainsi que pour le coefficient de couplage m , il est nécessaire d'établir les deux enroulements sur un noyau de fer. Pour la plupart des transformateurs du commerce, ce noyau est constitué par le fer au silicium normal, employé dans la construction de transformateurs industriels et des machines électriques. Malheureusement, la self-induction des bobines portées par un noyau constitué par cet alliage dépend fortement de l'amplitude de l'aimantation alternative, c'est-à-dire de la tension alternative aux bornes de cette bobine, ainsi que de l'aimantation constante produite par le courant anodique continu de la triode.

Des mesures nous ont montré que

dans ces circonstances, la self-induction peut varier dans le rapport de 1 : 5.

Cela signifie que L_1 et donc aussi α_1 varient dans le même rapport en fonction de l'amplitude de la tension. La formule (9) montre immédiatement quelle en doit être l'influence sur l'amplification des notes graves. On voit qu'il ne peut plus être question d'une reproduction fidèle, lorsque les notes graves faibles ne subissent presque aucune amplification, de sorte que, relativement, elles s'affaiblissent encore davantage.

Il est avantageux de réduire autant que possible la résistance ohmique de l'enroulement primaire. Malheureusement, le fil de cuivre émaillé ordinaire ne présente qu'une résistance très faible à la traction, de sorte qu'il se rompt déjà au cours du bobinage ; c'est pourquoi un enroulement en fil émaillé présente toujours de nombreuses soudures. Ces soudures, ainsi que celles nécessaires pour l'établissement des fils de connexion, constituent des points faibles, amenant souvent la corrosion suivie

induction primaire pour des dimensions très réduites du noyau et de l'enroulement primaire. Contrairement à ce qui est le cas lorsqu'on emploie le fer au silicium normal, cette self-induction est indépendante de l'amplitude de la tension à amplifier.

2° Un alliage à base de nickel pour l'enroulement secondaire supprime la pointe de dispersion. A cause des propriétés magnétiques de cet alliage, l'amortissement secondaire augmente rapidement pour les fréquences élevées, de sorte que, d'après la formule (1) l'amplification s'annule très rapidement au delà de la fréquence de dispersion. Le fil de nickel spécial de l'enroulement secondaire présente une forte résistance à la traction et résiste aux influences chimiques extérieures.

3° Un alliage spécial à base d'argent pour l'enroulement primaire présentant une faible résistivité électrique et possédant une grande résistance à la traction.

Appendice

On peut se demander pourquoi le rapport de transformation ne peut guère dépasser la valeur 1 : 3. L'examen des formules (7), (8) et (9) indique les raisons de cette circonstance. Pour obtenir une amplification satisfaisante des notes graves, on doit adopter une valeur déterminée pour $\alpha_1 = \frac{r_1}{L_1}$. La triode étant donnée, L_1 est déterminé.

Un rapport de transformation supérieur à celui que nous avons supposé signifie une augmentation de L_1 . D'autre part, la capacité C_1 dépasse toujours une valeur déterminée (100 cm environ), de sorte que $\omega_1^2 = \frac{1}{L_1 C_1}$ subit naturellement une réduction lorsque le rapport de transformation augmente.

De même, la valeur $(1 - m^2)$ employée dans la formule (7) ne peut être choisie plus petite. Ceci aggraverait les dimensions du transformateur et compliquerait sa construction, ce qui en augmenterait inévitablement le prix. Pour la plupart des transformateurs du commerce l'expression $(1 - m^2)$ a une valeur de l'ordre de 0,02, alors que, pour le transformateur Philips, celle-ci a été réduite à la moitié.

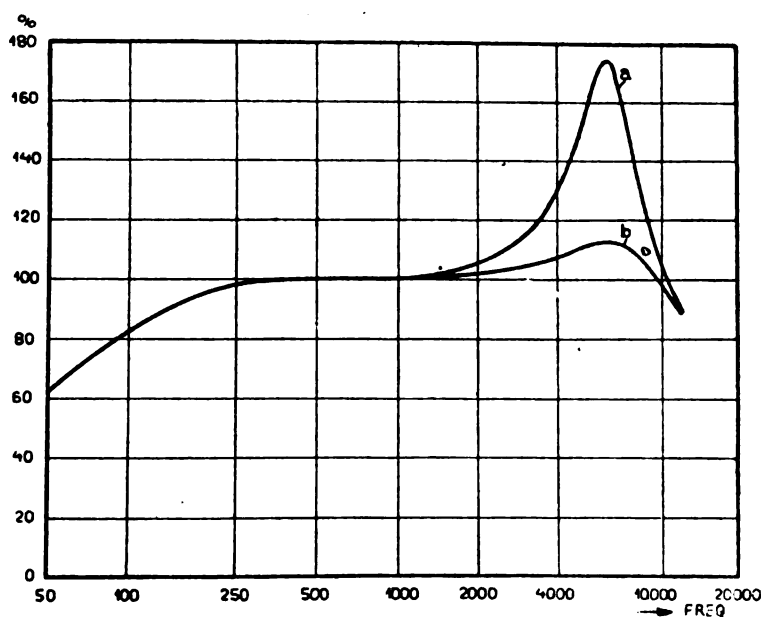


Fig. 3.

Des essais prolongés entrepris dans les laboratoires Philips ont abouti à la découverte d'un alliage très spécial. Celui-ci, par un traitement également très spécial, permet de supprimer tous les inconvénients signalés à propos du fer au silicium. De plus, le nouvel alliage présente une perméabilité magnétique tellement supérieure à celle du fer ordinaire, que, pour la même self-induction primaire, les dimensions du transformateur ont pu être réduites à un tiers environ de celles que l'emploi du fer au silicium aurait rendues nécessaires.

de la rupture du fil. Pour ces raisons, l'enroulement primaire du transformateur Philips est constitué par un fil d'un alliage spécial à base d'argent, présentant une forte résistance à la traction et qui n'a aucune tendance à la corrosion. D'autre part, la composition de cet alliage est telle que sa résistivité électrique est à peine supérieure à celle du cuivre.

Le transformateur Philips 4003 doit donc ses propriétés avantageuses principalement à l'emploi raisonné de trois matériaux spéciaux :

1° Un fer au nickel spécial pour le noyau, produisant une forte self-

Il s'ensuit que nécessairement la fréquence de dispersion diminue. D'après la formule (8), l'amplification pour cette fréquence diminue également.

En résumé, un rapport de transformation supérieur à celui du transformateur Philips 4003 entraîne :

1° Diminution de l'amplification des notes aiguës lorsque l'augmentation de ce rapport est obtenue par l'augmentation de L_2 , ou bien

2° Diminution de l'amplification des notes graves lorsque le rapport de transformation est augmenté par réduction du nombre de spires primaires, c'est-à-dire de L_1 .

En partant d'une triode déterminée, A 415 par exemple, la self-induction primaire est déterminée. Les conditions à poser à l'amplification des notes graves imposent ensuite les dimensions du noyau et le nombre de spires primaires. Enfin, les conditions à poser à l'amplification des notes aiguës déterminent le rapport de transformation et donc le nombre de spires secondaires, et par conséquent aussi la résistance secondaire.

ÉTABLISSEMENT D'UNE CARACTÉRISTIQUE DE TRANSFORMATEUR

Pour être utile, l'étude du transformateur doit toujours se faire en

combinaison avec la triode qui le précède.

Il est indispensable aussi d'indiquer le montage adopté.

L'amplification à transformateurs étant une amplification de tension, la grandeur qui nous intéresse est le rapport des tensions alternatives aux bornes d'entrée de deux lampes consécutives en fonction de la fréquence, c'est-à-dire (fig. 1) le rapport

$$\frac{V_{g2}}{V_{g1}}$$

Les voltmètres servant à la mesure de ces tensions ne doivent absorber aucun courant, sinon le transformateur fonctionne dans des conditions anormales. Les voltmètres électrostatiques, laissant passer également une certaine intensité de courant, doivent donc aussi être rejetés. Les voltmètres les plus appropriés sont ceux à triode, la détection ayant lieu dans le circuit anodique. Ils doivent satisfaire à deux conditions :

1° Capacité intérieure aussi faible que possible,

2° Aucun courant ne doit prendre naissance dans le circuit de grille.

Le montage de mesure est indiqué dans la figure 1. Dans ce montage, G est un générateur de tension sinusoïdale et de fréquence audible; V_{g1} et V_{g2} sont les voltmètres à triode.

BIBLIOGRAPHIE

Transformateur basse fréquence

SUTTON, G. W. *Wireless World*, 156, 1925.

DYE, D. W. *Exp. Wireless*, 1, 691, 1924 ; 2, 12, 74 ; 44, 95, 137.

LACHLAN, Mc. W.W., 18, 741, 1926.

T. SPOONER, *El. Journ.*, 23, 367, 1926.

E. K. SANDEMAN et N. KIPPING, *Exp. Wireless*, 2, 756, 811, 1925.

KIRKE, *Exp. Wireless*, 350, 358, 1926.

THOMAS, J. I. E. E., 253, 268, 1926 ; *Exp. Wir.*, 3, 15, 1926 ; *El. Rev.*, 98, 73, 1926.

WILLANS, J. I. E. E., 64, 1065, 1926 ; *Exp. Wir.*, 3, 435, 1926 ; *El. Rev.*, 99, 156, 1926.

THOMSON, *Proc. Inst. Radio Eng.*, 15, 679, 1927.

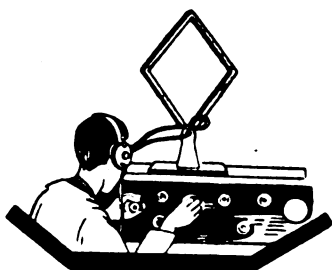
DICKEY, *Proc. Inst. Radio Eng.*, 15, 687, 1927.

DIAMOND et WEBB, *Proc. Inst. Radio Eng.*, 15, 767, 1927.

MULLER und von ARDENNE, *Transformatorverstärker*.

KRUGER und PLENDL, *Zts. f. Hochfrequenztechn.*, 27, 155, 1926.

PLENDL, SAMMER und ZENNECK, *Zts. f. Hochfrequenztechn.*, 26.





LES BREVETS ÉTRANGERS



par Ch. FABER, Ingénieur E. C. P.

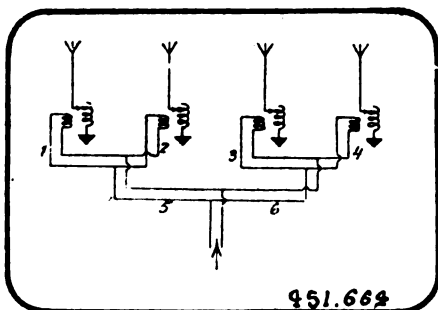
Nous publions ci-dessous les caractéristiques essentielles des principaux brevets étrangers. Pour pouvoir donner le plus grand nombre de ces brevets, nous sommes obligés d'en condenser la description et les dessins. Aux lecteurs qui désireraient des renseignements complets, nous pouvons fournir la copie entière, description et dessin, des brevets qui les intéresseraient plus particulièrement. S'adresser au « Service des Brevets du Q S T Français et Radio-électricité Réunis ».

■ ■ ■ ■ ■

BREVETS ALLEMANDS

N° 451.664. MARCONI.

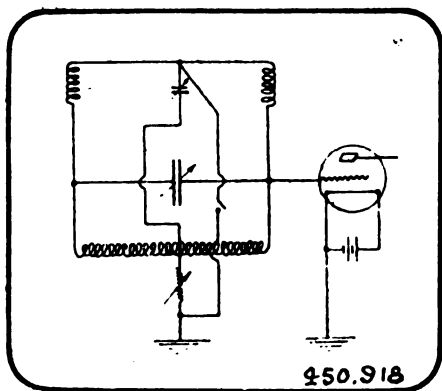
Installation d'antenne pour transmission de nouvelles, avec plusieurs antennes séparées, les portions de câbles (5, 6) entre



les points de connexion des câbles d'antennes (1, 2, 3, 4), ayant une longueur égale à un multiple impair du quart de longueur d'onde.

N° 450.918. BELLINI.

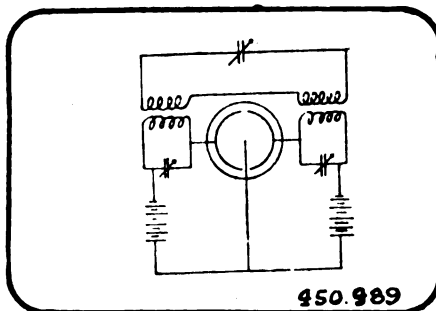
Radiogoniomètre avec circuit de manipulation entre le centre du cadre et la terre, en vue de la détermination du sens de la direction, une bobine étant disposée



parallèlement au cadre et une résistance réglable étant intercalée entre la terre et le centre de la bobine en vue de régler la force de l'effet vertical, avec un condensateur réglable intercalé entre le centre du cadre et le centre de la bobine.

N° 450.989. Erich MANNS.

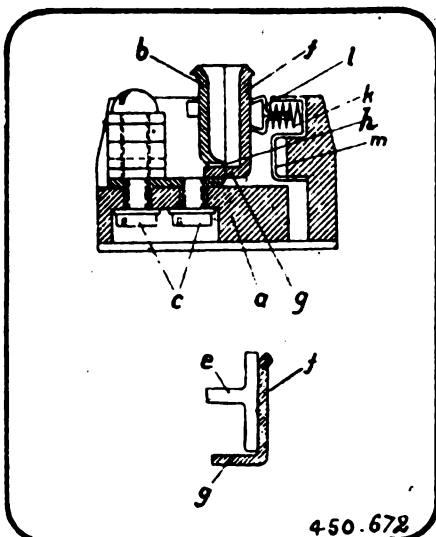
Dispositif pour la production d'oscillations de haute fréquence au moyen de tubes comprenant deux demi-cylindres comme anodes, avec un filament au milieu,



les deux circuits d'anode étant couplés avec le circuit d'utilisation, et un champ magnétique se produisant parallèlement au filament, en vue d'obtenir une caractéristique descendante.

N° 450.672. ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS GESELLSCHAFT.

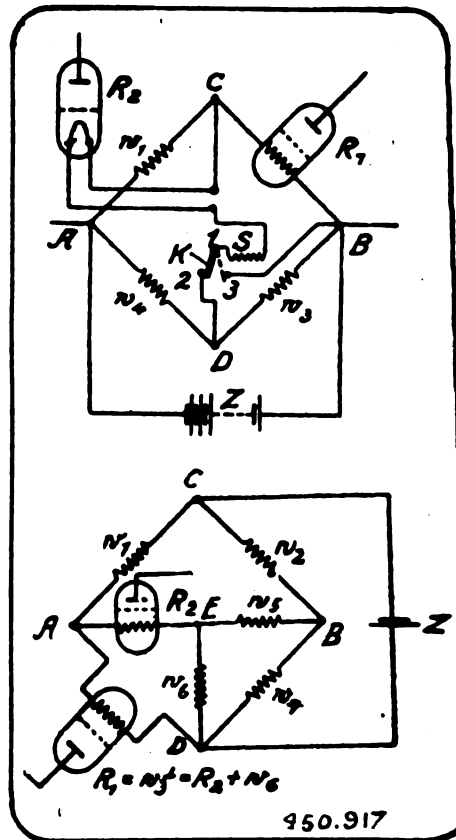
Prise de courant à fiche comportant une partie mobile à ressort, serrée contre une



partie fixe. La partie mobile (f) présente deux guidages, dont l'un (e) entoure à la façon d'une fourche la partie fixe (b) et dont l'autre (g) traverse un trou (h) de la partie fixe (b).

N° 450.917. ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS-GESELLSCHAFT.

Dispositif de montage pour installations de téléphonie avec amplificateurs, dans lequel, en cas de grillage d'un filament d'un tube d'amplification, un tube de remplacement est intercalé, le tube en

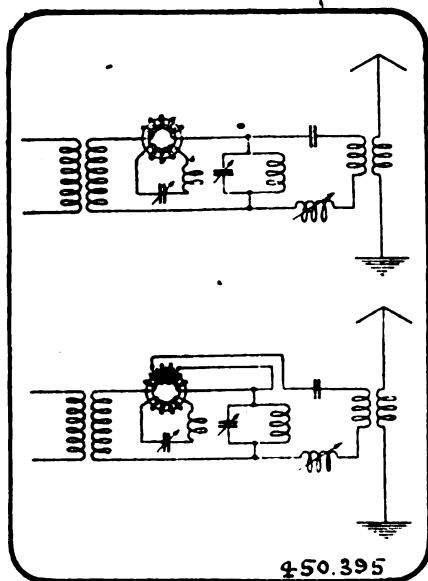


fonctionnement étant situé sur l'un des bras et le tube de remplacement étant situé sur la diagonale, ne renfermant pas la source d'électricité, d'un pont compensé de manière que le tube de remplacement ne soit mis en circuit, par le courant traversant la diagonale, que lorsque, par suite du grillage du filament du tube en fonctionnement, l'équilibre du pont est détruit.

Le tube de remplacement et un relais se trouvent sur la diagonale du pont et, en cas de grillage du filament du tube en fonctionnement, le relais agit par le courant de la diagonale et met en circuit l'amplificateur de remplacement.

N° 450.395. LORENZ ET SCHMIDT

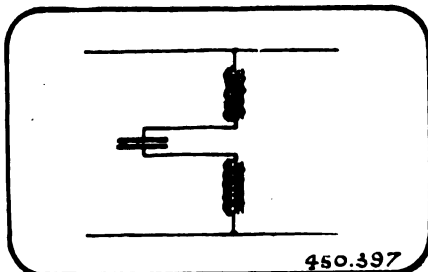
Dispositif pour la suppression de parasites dans les circuits de haute fréquence, caractérisé par ce fait qu'on monte dans



le circuit de courant alternatif la combinaison d'un transformateur rendu inopérant pour la fréquence d'utilisation et d'un circuit de résonance accordé avec ce dernier.

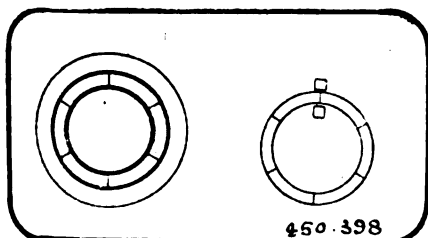
N° 450.397. TELEFUNKEN GESELLSCHAFT.

Montage pour installations de haute fréquence, avec multiplication de fréquence au moyen de changeurs de fré-



quence statiques à fer, montage caractérisé par ce fait qu'on intercale en série une ou plusieurs capacités entre deux ou plusieurs parties de l'enroulement, situées à la fois dans le circuit primaire et dans le circuit secondaire.

N° 450.398. GIEBE ET SCHREIBE.

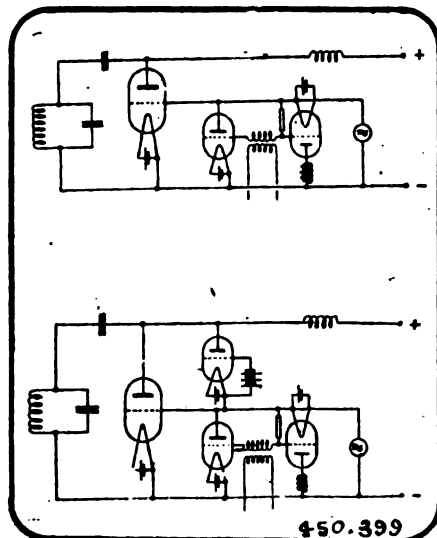


Résonateur à quartz caractérisé par ce fait qu'il présente la forme d'un anneau.

N° 450.399. TELEFUNKEN GESELLSCHAFT.

Montage pour tubes émetteurs, dans lequel la tension de grille est influencée directement ou indirectement, et caracté-

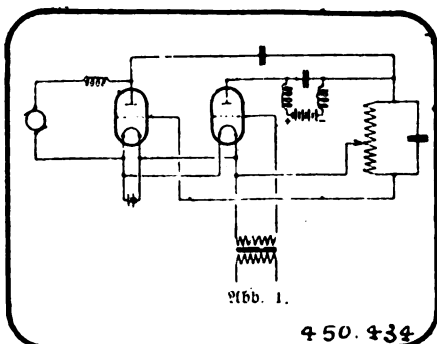
risé par ce fait, qu'en plus du tube de modulation on a prévu un tube-souape



disposé entre la grille et la cathode ou entre l'anode et la grille du tube contrôlé.

N° 450.434. TELEFUNKEN GESELLSCHAFT.

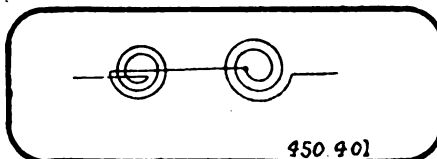
Dispositif d'émission à tubes, dans lequel un tube de contrôle, influencé par les courants de microphone, est disposé com-



me tube d'absorption en parallèle avec le circuit de haute fréquence, une source de courant continu, située entre l'anode et la cathode du tube de contrôle, étant protégée contre la haute fréquence par des bobines de réaction.

N° 450.401. TELEFUNKEN GESELLSCHAFT.

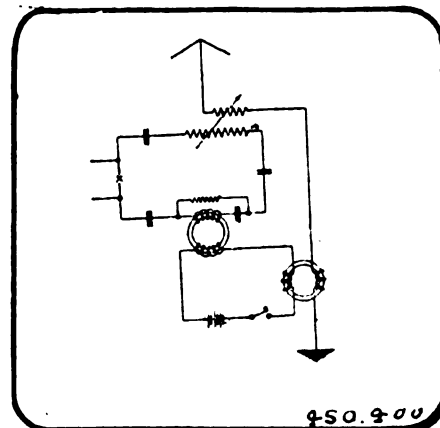
Dispositif pour le couplage de circuits d'indicateurs avec des circuits dont on



veut mesurer ou indiquer les courants ou les tensions, caractérisé par ce fait que le couplage du circuit d'indicateur s'effectue au moyen d'une bobine composée de deux groupes d'enroulements égaux et opposés, l'un des groupes d'enroulements étant influencé plus fortement que l'autre par le champ du courant à mesurer.

N° 450.400. LORENZ.

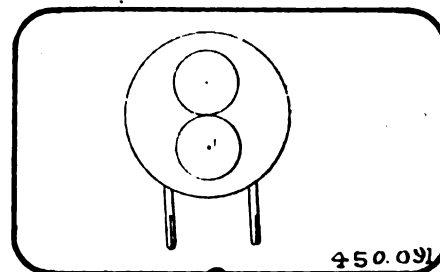
Dispositif de manipulation pour générateurs de haute fréquence, avec un ou plusieurs circuits intermédiaires et plusieurs transformateurs à fer situés dans



différents circuits, une capacité étant disposée en série avec les transformateurs situés en dehors du circuit d'antenne, et à l'intérieur des bornes des résistances montées en parallèle.

N° 450.091. SEEMANN.

Détecteur dont la partie sensible aux ondes affecte la forme d'un corps de révolution rotatif, le contact d'appui à surface



lisse ou à saillies ayant également la forme d'un corps de révolution rotatif et se trouvant dans le même plan que le corps sensible aux ondes, de sorte que les deux corps se touchent par leur périphérie.

N° 450.187. DIEKMANN ET HELL.

Cellule photo-électrique pour la décomposition des images en télévision, caractérisée par ce fait que le faisceau cathodique, issu de la couche photo-électrique et qui dans ses intensités de sections transversales correspond aux valeurs lumineuses de l'image, est dévié périodiquement par deux champs alternatifs électriques ou magnétiques de périodicité appropriée et disposés perpendiculairement l'un à l'autre, de manière que progressivement toutes les sections transversales du faisceau rencontrent l'anode.

N° 450.123. HOFFMANN.

Dispositif pour transformer des vibrations de courant (courants alternatifs) en ondes acoustiques, caractérisé par ce fait que des gaz, vapeurs ou fumées communiquant avec l'air et conducteurs ou rendus conducteurs, sont traversés par les courants à transformer et amenés dans un champ magnétique constant.

Résistance variable
à plots, B-5



Résistance bobinée à prises, 3 watts, B-6 et B-7 universelle

Résistance bobinée
8 watts, B-4

VÉRITABLE ALTER

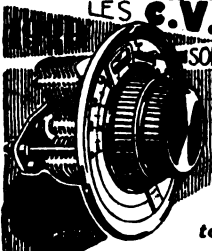
(La marque française la plus réputée)

Résistance bobinée jusqu'à 200.000 ohms

CONDENSATEURS FIXES -- RÉISTANCES DE RÉCEPTION

É^{TS} M. C. B. 27, rue d'Orléans, NEUILLY-SUR-SEINE (Seine) - Tél.: MAILLOT 17-25.

LES C.V. TAVERNIER
MONTREUIL



C.V.
toutes capacités
à Cadran-Vernier
donnant 1.000 points précis de lecture

Nouvelle Démultiplication à billes

Type du Salon
EN VENTE PARTOUT

Gros exclusivement :
71^{er}, rue François-Arago
MONTREUIL (Seine)

TARIF 18, GRATUIT SUR DEMANDE

LES C-119

PAR
ROBERT ALINDRET

Etude du fameux montage et
de ses dérivés. 172 pages texte
et schémas. Photographies et

5 BLEUS de CONSTRUCTION

PRIX : 10 fr. - Franco 12 fr. 60

EN VENTE PARTOUT

HENRY ÉTIENNE
ÉDITEUR
53, RUE RÉAUMUR

Téléphone : Louvre 03-72

Tous fils et câbles pour l'électricité

**LE SUCCÈS
DE VOTRE
MATÉRIEL**

attention à un fil

LE FIL DYNAMO

SOCIÉTÉ ANONYME



LES FILS DE BOBINAGE
ALA SOUS-BOBINAGE
PAPIER A L'ANCIEN
LES SONNETS A L'ANCIEN

109, rue du Quatre-Août
LYON-VILLEURBANNE (Rhône)

**FILS - CABLES
CORDONS POUR T. S. F.**

Amateurs... pour correspondre avec le MONDE ENTIER

LE COMPTOIR GÉNÉRAL DE T. S. F.

vous offre son

M. C. 18 bis

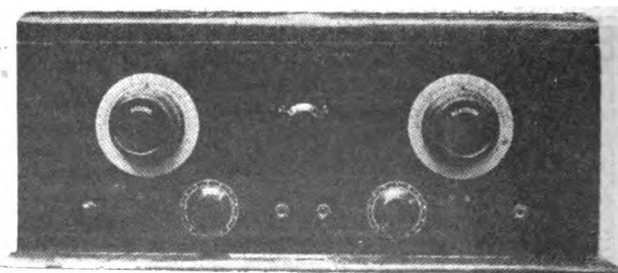
MONTAGE BREVETÉ (10-130 m.)

Le plus puissant d'Europe en ondes courtes

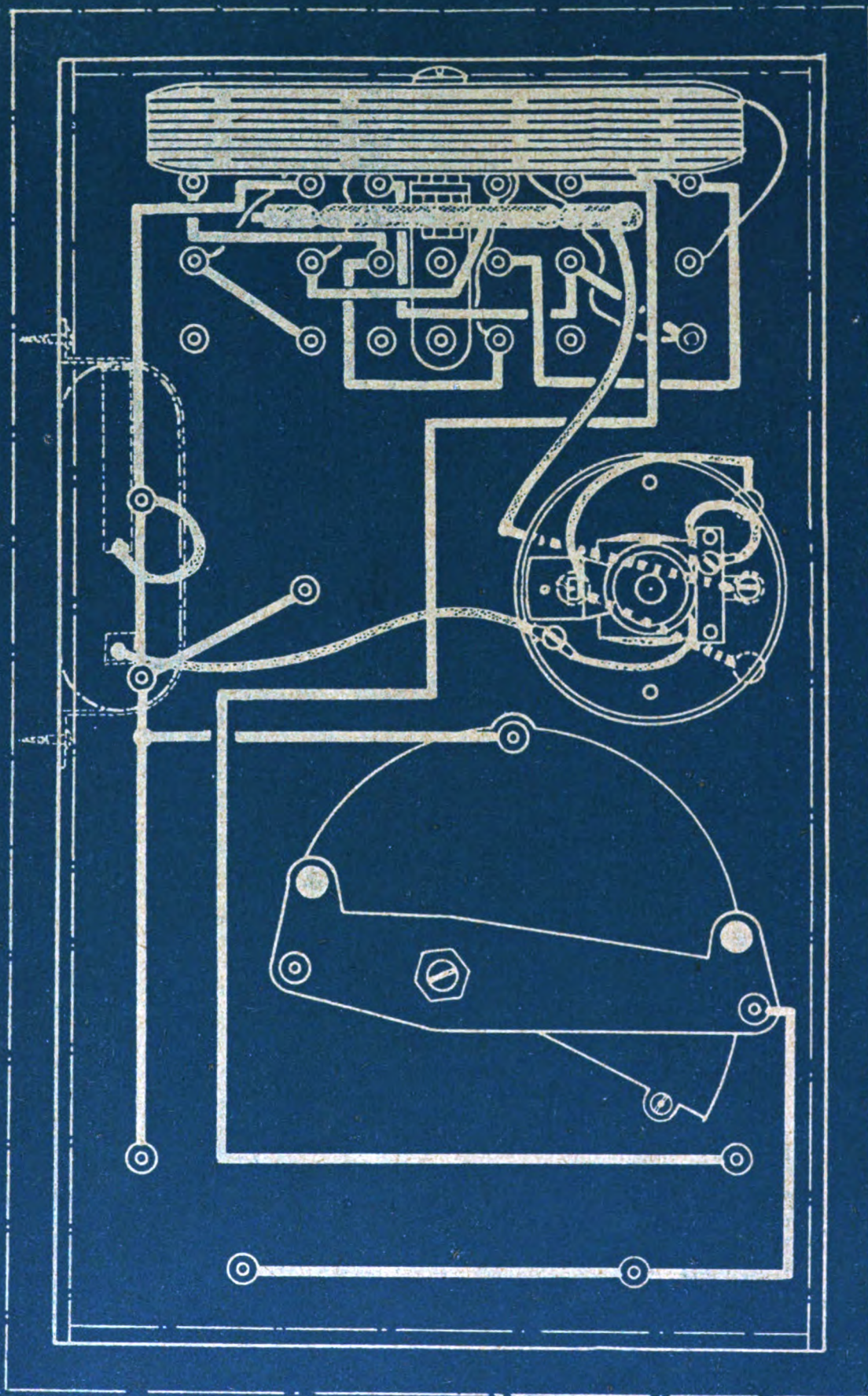
Comptoir général de T. S. F., 11, rue Cambronne, Paris 15^e

FOURNISSEUR DU GOUVERNEMENT

Spécialiste des ondes courtes
ÉMISSION-RÉCEPTION



En écrivant aux Annonceurs, citez le Q S T Français et Radioélectricité Réunis



QST

FRANÇAIS

ET

RADIO

REUNIS

Paraissant le 1^{er} de chaque mois

ABONNEMENTS :

France et Colonies 70 fr. par an
Étranger 100 fr. par an

DIRECTION, ADMINISTRATION, PUBLICITÉ :

53, rue Réaumur, PARIS (2^e)

TELEPHONE :

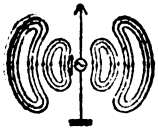
Louvre 03-72

Directeur : Henry ÉTIENNE

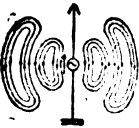
Sommaire :

Pages	Pages
La radiophonie et les phénomènes de propagation (<i>suite</i>) (Général CARTIER) 2	La nature des oscillations d'un émetteur à lampe (<i>suite</i>) (G.-H. d'AILLY, <i>docteur ès sciences</i>) 30
L'excitation d'une antenne en fonction de la direction du champ électromagnétique (<i>suite</i>) (Gustave HACK, <i>docteur ès sciences</i>) 5	Les codes météorologiques (<i>suite</i>) 33
T. S. F. et météorologie (Léon de LA FORGE) 8	Un ondemètre pratique (<i>suite</i>) (R. ALINDRET) 41
Etude d'un système oscillant (<i>suite</i>) (Docteur Titus KONTESCH- WELLER) 13	Un B. G. P. mixte (R. LEPESQUEUR) 43
La radio aux Orcades du Sud (<i>suite et fin</i>) (Emilio BOLDONI, <i>radiotélégraphiste de l'expédition</i>) 18	L'amplification dans la télévision (G.-H. d'AILLY, <i>docteur ès sciences</i>) 45
Recherches et essais sur les lampes de T. S. F. (<i>suite</i>) (A. KIRILOFF, <i>ingénieur radio E. S. E.</i>) 22	La mesure des longueurs d'ondes en valeur absolue (DOREAU et DUREPAIRE, <i>licenciés ès sciences</i>) 52
	Les progrès réalisés dans la construction des haut-parleurs 57
	Les brevets étrangers (Ch. FABER, <i>ingénieur E. C. P.</i>) 60

Reproduction interdite pour tous pays, y compris la Suède et la Norvège (Copyright by Henry Étienne, Paris).



LA RADIOPHONIE ET LES PHÉNOMÈNES DE PROPAGATION



(Suite)

par le Général CARTIER

LE COURANT ÉLECTRIQUE

■ ■ ■ ■ ■

AVANT de poursuivre l'étude du courant électrique, il convient de revenir sur la constitution moléculaire dont on ne saurait faire abstraction en l'occurrence.

Je crois que l'on peut considérer comme établi que l'atome est un système solaire en miniature, avec un noyau central et des électrons planètes qui tournent autour, dans le même sens et dans le même plan, sinon dans des plans très voisins. Les lois de Képler s'appliquent très vraisemblablement à ces mouvements atomiques : les orbites sont des ellipses ayant le noyau comme foyer et les carrés des vitesses sont inversement proportionnels aux rayons.

L'origine de ces mouvements est la même que celles des mouvements astronomiques : les éléments matériels de fluide gravifique, animés de très grandes vitesses, qui se sont groupés pour constituer les noyaux atomiques, ont communiqué à ceux-ci des mouvements de translation et de rotation qui constituent les deux éléments de l'énergie cinétique des gaz simples.

L'afflux de fluide gravifique vers chaque noyau empêche les électrons planètes de s'éloigner : c'est exactement ce qui se passe pour le maintien du système solaire, et je n'ai pas à insister davantage là-dessus.

La formation des électrons eux-mêmes a dû suivre le même processus, et ils sont eux-mêmes des groupements déjà complexes d'éléments de fluide gravifique : chacun d'eux es-

soumis à un bombardement gravifique convergent qui maintient ses propres éléments groupés pendant qu'il tourne en même temps autour du noyau et autour de son axe de rotation.

Il y a donc, autour de chaque électron, une bulle électronique dans laquelle le fluide gravifique afflue vers l'électron.

De même, il y a, autour de chaque atome, une bulle atomique dans laquelle le fluide gravifique afflue vers le noyau.

Mais alors, dira-t-on, l'électron planète et le noyau atomique doivent augmenter continûment par suite de cet afflux de fluide gravifique : cela me semble indiscutable et c'est cette augmentation du noyau qui transforme progressivement les atomes les plus petits, les plus anciens, en atomes plus gros, dont les échantillons les plus récents nous sont fournis par les corps radioactifs. J'ai signalé dans un article précédent que les masses du Soleil et des planètes augmentaient aussi progressivement aux dépens de leurs bulles respectives.

Le nombre des électrons planètes extérieurs est variable : il varie de 0 à 8. Comme dans la bulle solaire, où les planètes sont concentrées autour du Soleil dans une zone d'un rayon de quelques heures de lumière seulement, les électrons planètes n'occupent vraisemblablement qu'une zone très faible de la bulle atomique.

On sait que ces électrons planètes caractérisent les propriétés physi-

ques des corps simples et tout le monde connaît les beaux travaux de Mendeleïeff à cet égard.

Outre ces électrons planètes qu'on a pu compter, il y en a d'autres qui sont massés autour du noyau avec lequel ils font probablement corps : je ne crois pas qu'il existe à ce sujet de faits permettant de dénombrer, comme on pourrait le croire d'après certains ouvrages, ces électrons centraux qui ne sont pas partie intégrante du noyau, puisqu'ils s'en échappent dans les corps radioactifs, donnant naissance à des corps de moindre poids atomique.

Je ne veux retenir de cet exposé sommaire que le fait que l'architecture atomique est assez bien connue.

Il n'en est pas de même de celle de la molécule, qui paraît avoir échappé jusqu'à maintenant à toutes les investigations expérimentales, et le champ des hypothèses reste à ce sujet largement ouvert : il est donc loisible à chacun de chercher une image qui corresponde le mieux aux phénomènes connus, lesquels doivent naturellement servir de base à toute théorie acceptable.

Je crois que, dans les corps gazeux simples, les bulles atomiques s'agitent comme on suppose que le font les molécules.

Nous n'avons jusqu'ici indiqué que le rôle du fluide gravifique pour le maintien des groupements, noyau, électrons planètes, qui constituent les atomes.

Mais tous ces éléments se meuvent

dans l'éther qui en occupe tous les intervalles : on sait en effet que les ébranlements étherés, lumineux ou autres, se propagent dans les gaz, ce qui implique la présence de l'éther. J'ai indiqué, dans un article précédent, la vitesse moyenne des molécules d'éther (400.000 kilomètres par seconde) et l'ordre de grandeur de leur masse et de la densité de l'éther.

On sait que quelques savants ont voulu identifier l'éther et le fluide gravifique : j'ai expliqué dans un article précédent pourquoi je pensais que ces fluides sont différents.

Quoi qu'il en soit, les mouvements tourbillonnaires atomiques ébranlent certainement l'éther ambiant et chaque atome rayonne de l'énergie et produit un champ d'éther autour de lui. De même, l'éther ébranle les électrons : c'est un fait acquis depuis Lorentz.

Quand les axes de rotation des atomes sont dirigés dans tous les sens, ces champs s'annulent en chaque point.

Le mécanisme des chocs entre atomes résulte de tout ce qui précède : ces sortes de disques, tournant à une grande vitesse et se mouvant très vite dans l'éther, se heurtent généralement par leurs électrons périphériques. Etant donné la grande vitesse de ces électrons, l'éther qu'ils compriment violemment entre eux les empêche de venir en contact, et sa réaction élastique les fait rebondir avec une énergie totale sensiblement conservée : il y a néanmoins une perte d'énergie, très faible sans doute, mais qui deviendrait sensible à la longue.

Il peut arriver que les plans de deux atomes qui se rencontrent soient parallèles, que leurs vitesses de translation soient parallèles et peu différentes, que leurs vitesses de rotation soient de même sens ; dans ce cas, les noyaux s'accolent et les deux groupes d'électrons se meuvent sur deux plans infiniment voisins, jusqu'à ce que le bombardement cinétique ambiant les sépare et les disperse dans l'agitation générale, à moins qu'il ne les maintienne groupés.

Comment sont constituées les molécules des fluides gazeux ? Pourquoi chaque molécule ne contient-elle qu'un nombre bien déterminé d'atomes ?

Étant donné ce que nous savons des

atomes, leur groupement en molécules stables ne semble possible que par leur accollement dans les conditions exceptionnelles que nous venons d'indiquer plus haut : plans des orbites électroniques parallèles, rotations de même sens, noyaux au contact.

Evidemment, le groupement de deux atomes peut être un résultat naturel de l'agitation cinétique, mais pourquoi, par exemple, ne connaît-on que des groupements de 2 atomes d'hydrogène correspondant à la molécule d'hydrogène, de 6 atomes de carbone correspondant à la molécule de carbone, etc. ?

D'autre part, il est établi par l'analyse spectrale que tous les atomes d'hydrogène ne sont pas identiques : leurs noyaux sont identiques ainsi que leur électron planète, mais le rayon de l'orbite de cet électron et sa vitesse de translation présentent un grand nombre de valeurs différentes.

Enfin, les coefficients atomiques des différents corps simples sont tous des multiples entiers de celui de l'hydrogène : les différences observées sont en effet très faibles et leur ordre de grandeur est le même que celui de l'incertitude des mesures : il est donc rationnel de supposer que tous les atomes sont des groupes d'atomes d'hydrogène.

Mais, alors, une autre question se pose : pourquoi l'agitation cinétique des éléments du fluide originel qui remplissait l'espace n'a-t-elle produit que des électrons tous semblables et des noyaux également semblables dont les groupements ont formé les noyaux des divers atomes connus ? Il n'est pas possible de répondre à cette question.

Si cette hypothèse était exacte, la dissociation d'un atome quelconque devrait donner des atomes d'hydrogène : les expériences de Rutherford ont semblé confirmer cette manière de voir en ce qui concerne certains corps simples ; par contre, la dissociation de certains autres corps a donné des résultats contradictoires.

Il faut donc se garder de conclure trop vite et d'accepter sans réserve une hypothèse si séduisante par sa simplicité et sa commodité.

Il faut surtout se garder de considérer comme prochaine la transmutation du plomb en or par l'enlè-

vement de quelques électrons aux atomes du premier : l'équilibre de nos budgets devra être recherché ailleurs.

Je crois d'ailleurs que l'élément constitutif des corps n'est ni l'atome d'hydrogène, ni l'électron, comme on l'a également supposé, ni même la molécule d'éther, qui ne peut être que complexe puisqu'elle est élastique. Il faut remonter au fluide gravifique dont l'existence n'est pas douteuse, bien que nous ne sachions rien à son sujet, et peut-être, plus loin encore, jusqu'à cet élément simple et un que nous supposons avoir rempli l'espace à l'origine du monde matériel et qui échappera sans doute longtemps encore à nos investigations.

Quoi qu'il en soit, la constitution des molécules par atomes parallèles accolés ne me semble pas discutable, et c'est elle que nous envisagerons comme base de la constitution des corps conducteurs dans lesquels circulent les électrons libres.

Remarquons, en passant, que, si l'on mélange plusieurs gaz à la même température et à la même pression, on observe que le mélange a aussi la même pression que les composants. Or, cette pression est pour chacun d'eux égale à $\frac{1}{3} d \cdot U_q^2$, d étant la densité absolue, c'est-à-dire la masse par unité de volume : si N est le nombre des molécules par unité de volume, m leur masse individuelle, on a $d = Nm$. Le produit $N \cdot m \cdot U_q^2$ est donc le même pour les composants, dans les conditions susindiquées. D'ailleurs, dans le mélange résultant, les forces vives moléculaires doivent s'équilibrer : donc $m \cdot U_q^2$ a la même valeur pour les gaz composants et par suite aussi N .

C'est la célèbre loi d'Avogadro : un même volume de gaz quelconques, à la même température et à la même pression, renferme le même nombre de molécules.

Puisque nous en sommes sur ce sujet, il convient de remarquer que l'énergie d'un atome d'hydrogène comprend non seulement les énergies *externes* (translation et rotation) de son noyau et de son électron, mais aussi les énergies *internes* de ces deux groupements. Nous pouvons évaluer au moins l'ordre de grandeur des énergies externes : il nous est impos-

sible de mesurer ou de calculer les énergies internes. Toutefois, étant donné que ces énergies sont produites par les mêmes masses que les énergies externes, mais par des vitesses infiniment grandes, nous pouvons les considérer comme très grandes par rapport aux premières et comme constituant une réserve, actuellement hors de notre portée, susceptible d'alimenter pendant très longtemps les organismes appelés *vivants* ou *inertes*, qui évoluent dans notre monde.

J'ai employé, dans ce qui précède, le mot vitesse qu'il est très difficile de définir. La chose serait simple s'il existait des repères immobiles auxquels nous puissions reporter les positions successives des mobiles et s'il existait un étalon absolu du temps et des longueurs. L'évaluation de l'énergie exigerait aussi un étalon de masse : on pourrait prendre celle de l'électron dans le vide absolu. Mais le vide absolu nous est interdit et nous manquons de repères fixes et de moyens invariables de mesurer le temps et les longueurs. Le relatif seul nous est accessible et notre monde apparent est un monde fictif dont nous ne pouvons apprécier les relations avec le monde réel. Nos sens nous trompent autant que nos appareils et nos formules. La relativité

généralisée nous apparaît aussi décevante que la relativité restreinte. Et l'on ne peut s'affranchir du scepticisme déprimant si fortement exprimé par le « Que sais-je ? » et le « peut-être ! » auxquels ont abouti tous les philosophes matérialistes.

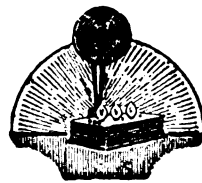
Puisque l'absolu nous est interdit, jouissons au moins du relatif qui nous est offert. Son domaine est assez vaste pour absorber notre activité, et assez attrayant et varié pour mériter et retenir notre attention. Nous ne devons pas considérer notre monde comme l'enfer de Dante, « à la porte duquel il faut laisser toute espérance » ni croire comme André Chénier que « les plus belles choses (y) ont le pire destin ». Ce monde matériel et décevant qui est le nôtre est limité : tâchons d'en sortir.

L'absolu doit exister. L'espace, la matière et le mouvement ont été créés. Nous avons mis des siècles à nous convaincre que nous ne voyions que des apparences. C'est un résultat qui doit nous encourager à viser plus loin et plus haut. Ce sera le travail des générations futures. Nous avons domestiqué pour elles l'éther, dont la vitesse moléculaire moyenne est d'environ 400.000 kilomètres par seconde. A elles de découvrir et d'utiliser un fluide plus subtil et plus rapide !

Quelle révolution dans nos connaissances si l'on pouvait se servir de ce fluide gravifique qui, d'après Laplace, est plus de 50 millions de fois plus rapide que l'éther et réduirait pour nous la Voie lactée aux dimensions apparentes de notre bulle solaire ! Quel progrès et quel pas vers l'absolu !

Quelle surprise ne serait pas la nôtre, si nous pouvions comparer l'univers vu par l'éther à cet univers vu par le fluide gravifique ! Quel bouleversement dans les constellations résulterait du décalage angulaire entre le rayon lumineux et le rayon gravifique frappant, le premier, notre rétine, le second, la matière sensible encore inconnue qui l'enregistrerait ! Quelle source incomparable de travaux et de découvertes ne constitueraient pas les deux images susvisées dont la comparaison fournirait des éléments solides pour l'établissement d'une carte du monde qu'on pourrait faire aussi précise que celle de notre système solaire !

Est-il donc impossible de s'attaquer dès aujourd'hui à l'étude de ce fluide dont nous connaissons l'action sur les éléments matériels de notre bulle terrestre, ce qui nous permet d'évaluer l'ordre de grandeur du produit de sa densité par sa vitesse ? Quel savant voudra répondre à cette question ?



L'EXCITATION D'UNE ANTENNE EN FONCTION DE LA DIRECTION DU CHAMP ÉLECTROMAGNETIQUE

(Suite)

Par Gustave HACK, *docteur ès sciences.*

■ ■ ■ ■ ■

DANS l'article précédent nous avons trouvé quelques expressions des différentes fonctions, mais il s'agit là des approximations.

Nous revenons maintenant aux formules exactes de l'amplitude du courant dans le milieu de l'antenne, savoir

$$I = \frac{K}{\sqrt{\Delta_1}} \sqrt{\cos^2 \gamma + \Delta_1 - 2 \cos m_1 \lambda \cdot \cosh m_2 \lambda \cdot \cos \gamma} \quad (231)$$

où nous avons pour simplicité mis

$$\gamma = \frac{\omega \sin \beta}{V} \quad (232)$$

De plus nous avons

$$\Delta_1 = \sin^2 m_1 \lambda \cdot \sinh^2 m_2 \lambda + \cos^2 m_1 \lambda \cdot \cosh^2 m_2 \lambda \quad (233)$$

ou si nous préférons une formule un peu plus simple et peut-être plus commode, dans certains cas, savoir

$$\Delta_1 = \frac{1}{2} (\cosh 2m_2 \lambda + \cos 2m_1 \lambda) \quad (234)$$

Nous pouvons écrire la valeur de K comme suit :

$$K = \frac{C \cdot E \cos \beta}{\sqrt{\omega^2 \left(LC - \frac{\sin^2 \beta}{V^2} \right)^2 + w^2 C^2}} \quad (235)$$

ce que nous pouvons transformer comme suit

$$K = \frac{CV^2 E \cos \beta}{\sqrt{\omega^2 (1 + \epsilon - \sin^2 \beta)^2 + w^2 C^2 V^4}} \quad (236)$$

puis sous la forme

$$K = \frac{CV^2 E \cos \beta}{\sqrt{\omega^2 (\epsilon + \cos^2 \beta)^2 + 4\alpha^2 L^2 C^2 V^4}} \quad (237)$$

et finalement comme ci-dessous

$$K = \frac{CV^2 E \cos \beta}{\sqrt{\omega^2 (\epsilon + \cos^2 \beta)^2 + 4\alpha^2 (1 + \epsilon)^2}} \quad (238)$$

Nous allons ici étudier un peu l'influence de la valeur de α qui représente l'amortissement dans l'antenne selon des formules données plus haut. Pour cela, nous pouvons prendre quelques chiffres numériques qui sont assez probables pour une antenne ordinaire.

Supposons donc que nous avons la résistance

$$w = 0,0003 \text{ ohm/m} \quad (239)$$

et de plus nous avons l'inductance de l'antenne

$$L = 0,000002 \text{ henry/m} \quad (240)$$

Des conditions précédentes nous savons que la constante α est déterminée par la relation

$$\alpha = \frac{w}{2L} \quad (241)$$

Cela apparaît comme une chose très simple, mais on se heurte à des difficultés qui se rapportent à la nature des unités dans lesquelles il faut mesurer les différentes quantités. Quand nous

avons des unités habituelles, tout est très simple : nous pouvons très facilement traiter les unités ohm, henry, etc..., et aussi il n'y a aucune difficulté à définir des unités de la forme ohm/m ou henry/m.

Cependant la chose se complique quand nous arrivons aux unités de la forme par exemple : ohm/henry, etc...

Et c'est justement ce qui arrive quand nous voulons déterminer la valeur de la constante α .

En effet la formule (241) nous donne

$$\alpha = \frac{0,0003}{2 \cdot 0,000002} \text{ ohm/m} \cdot \text{m/henry} \quad (242)$$

ou, après avoir réduit la forme des unités,

$$\alpha = \frac{0,0003}{2 \cdot 0,000002} \text{ ohm/henry} \quad (243)$$

Nous avons donc la valeur de α mesurée par une unité spéciale et assez curieuse, savoir ohm/henry, et il s'agit maintenant d'estimer cette unité et les mesurages faits par elle en unités habituelles, si possible.

En effet, l'unité ohm/henry n'est pas une unité indépendante, ce que nous pouvons conclure du raisonnement suivant :

La dimension de la quantité α est égale à un temps inversé ; en effet, nous pouvons dire

$$\alpha = [\text{temps}]^{-1} \quad (244)$$

c'est-à-dire si on veut mesurer α on peut le faire par l'unité sec.^{-1} , ce qui est une unité habituelle. Nous pouvons donc écrire

$$\alpha = \alpha \text{ sec}^{-1} \quad (245)$$

Nous comprenons que α est de la dimension d'un temps inversé, du fait que α intervient dans les formules en forme du produit

$$\alpha t \quad (246)$$

et que ce produit est ainsi un nombre pur.

Cependant, nous avons une unité de fréquence qui est de la dimension d'un temps inversé, savoir 1 hertz. En effet, nous pouvons dire pour marquer la dimension de l'unité « hertz »

$$1 \text{ hertz} = 1 \text{ sec}^{-1} \quad (247)$$

Il faut, cependant, une interprétation de l'unité ohm/henry qui est, comme nous le savons, de la même dimension que le « hertz », donc elle ne peut être autre chose qu'un certain multiple de l'unité hertz.

En effet, nous pouvons définir une fréquence par l'unité ohm/henry et les quantités mesurées par cette unité. Si nous avons, par exemple, un certain conduit du courant avec une certaine inductance et qui est passé par un courant alternatif d'une certaine fréquence, nous savons que l'inductance seulement produit une certaine chute de tension qui est proportionnelle à la fréquence du courant alternatif qui passe par le conduit. Nous comptons, ici, seulement avec les chutes de tension qui sont produites par l'inductance et la fréquence, et négligeons les chutes purement ohmiques, résultant de la résistance ohmique du conduit. La définition de la fréquence peut donc être ainsi faite.

Nous avons la formule classique

$$L\omega = I \quad (248)$$

qui exprime que, dans un conduit de l'électricité où l'inductance est égale à L henry, la pulsation est égale à ω , mesuré en sec.^{-1} , et puis multiplié par 2π ; I est la chute de tension, mesurée en ohm, qui est causée par l'inductance.

Cependant, nous avons la pulsation ω égale à

$$\omega = 2\pi n \quad (249)$$

où n est la fréquence du courant alternatif, qui doit être mesuré en sec.^{-1} ou hertz.

Nous appelons, pour le moment, la fréquence que nous allons définir par l'unité ohm/henry, la « fréquence fondamentale » et considérons cette fréquence comme une sorte d'unité. Cette fréquence doit donc être celle qui travaille dans le conduit, justement quand la quantité mesurée par l'unité ohm/henry est égale à 1, c'est-à-dire la fréquence qui produit justement dans le conduit, une chute de tension de 1 ohm, par chaque henry d'inductance.

Nous pouvons trouver cette fréquence ainsi : Dans la formule (248), nous mettons la formule (249), ce qui donne

$$2\pi Ln = I \quad (250)$$

Si nous cherchons, ici, la fréquence qui produit la chute de tension de 1 ohm par chaque henry du conduit, nous devons, naturellement, mettre

$$\begin{aligned} I &= 1 \text{ ohm} \\ L &= 1 \text{ henry} \end{aligned} \quad (251)$$

Il est facile de voir maintenant quelle est la fréquence qui satisfait à nos conditions. En effet, nous voyons que, si dans la formule (250) nous mettons comme fréquence la valeur

$$n = \frac{1}{2\pi} \quad (252)$$

nous obtenons, justement, la chute de tension de 1 ohm, par chaque henry du conduit. On peut donc dire que la fréquence que nous avons voulu définir, et que nous avons appelée la « fréquence fondamentale », n'est pas la fréquence qui représente l'unité, c'est-à-dire 1 hertz, mais c'est une fréquence beaucoup plus petite, savoir

$$\frac{1}{2\pi} \text{ hertz} \quad (253)$$

L'unité ohm/henry ne correspond donc pas directement à l'unité de fréquence 1 hertz, mais à la fréquence $\frac{1}{2\pi}$ hertz.

Cependant, comme nous avons trouvé la valeur de α selon l'équation (243), nous avons compté avec l'unité ohm/henry, qui peut être dite équivalente à une unité artificielle de la

valeur de $\frac{1}{2\pi}$ hertz. Cette unité est cependant très petite, et si nous changeons, maintenant, cette unité en unité habituelle, 1 hertz, qui est une unité 2π fois plus grande, la valeur numérique des constantes mesurées en la nouvelle unité doit diminuer dans la même proportion. Mais nous voulons conserver les valeurs numériques que nous avons obtenues en comptant, directement, avec les unités habituelles, savoir, ici, l'unité 1 hertz ou 1 sec.^{-1} . Pour éviter ce changement numérique, nous avons donc à multiplier la valeur de α selon la relation (243) par la constante 2π , qui est le facteur de réduction entre les « unités » en question. Nous obtenons donc

$$\alpha = \frac{2\pi \cdot 0,0003}{2 \cdot 0,000002} \text{ sec}^{-1} \quad (254)$$

ou, après quelques réductions

$$\alpha = 150 \pi \text{ sec}^{-1} \quad (255)$$

et, finalement, α donné en chiffres numériques

$$\alpha = 471 \text{ sec}^{-1} \quad (256)$$

Nous avons déjà dit que α a la dimension d'une fréquence et peut être mesurée dans les mêmes unités que les fréquences. Maintenant que nous avons déterminé une valeur pratiquement probable de la quantité α nous voyons qu'elle est de l'ordre de grandeur d'une fréquence acoustique moyenne, c'est-à-dire qu'elle correspond à une note qui est d'une hauteur d'environ celle du milieu du piano. Naturellement, il ne faut pas confondre pour cela, α avec des fréquences véritables, il a seulement la dimension d'une fréquence et peut être mesuré avec la même unité qu'une telle, et il est donc aussi possible de comparer son ordre de grandeur avec celui des fréquences acoustiques, par exemple.

Si, maintenant, nous retournons à la formule (238), qui donne la valeur de K qui, à son tour, intervient dans la valeur de l'amplitude du courant que nous étudions, nous voyons que la valeur de α ne joue généralement aucun rôle quand il s'agit de déterminer la valeur de K et puis la valeur de I . En effet, nous voyons, premièrement, que la valeur de α n'intervient

que dans la formule de K, il suffit donc d'étudier son influence sur cette expression.

Dans la formule (238), donnant l'expression de K, nous voyons donc sous le signe de racine du dénominateur deux expressions formant une somme, savoir

$$\omega^2 (\epsilon + \cos^2 \beta)^2 \quad (257)$$

et

$$4\alpha^2 (1 + \epsilon)^2 \quad (258)$$

Nous nous rappelons ici que le nombre ϵ est très petit, et il est, en effet, défini par la relation

$$LC = \frac{1}{V_1^2} = \frac{1}{V^2} (1 + \epsilon) \quad (259)$$

où V est la vitesse de la propagation des ondes dans le vide et V_1 est la vitesse correspondante le long de l'antenne. En effet, cette dernière vitesse est un peu plus petite que la vitesse dans le vide, ce qu'exprime (259).

Cependant, nous pouvons écrire cette formule comme suit

$$V^2 = V_1^2 (1 + \epsilon) \quad (260)$$

et finalement

$$V = V_1 \cdot \sqrt{1 + \epsilon} \quad (261)$$

La différence entre la vitesse de propagation dans le vide et le long de l'antenne, c'est-à-dire le long d'un fil, est, cependant, extrêmement petite, et c'est seulement dans des calculs d'une très grande précision qu'il faut faire état de cette différence. En comparaison de la valeur 1, nous pouvons donc négliger la valeur de ϵ , ce qui donne, pour l'expression (258), une valeur de $4\alpha^2$. En comptant en chiffres ronds, nous pouvons supposer que la valeur de α est égale à 500, au lieu de la valeur trouvée plus haut de 471; cela simplifie beaucoup le calcul, sans rien changer en principe, et nous pouvons donc, comme résultat simple, écrire

$$4\alpha^2 (1 + \epsilon)^2 = 4.500^2 = 10^6 \quad (262)$$

La dernière partie de la somme, sous le signe de racine de la relation (238), se réduit donc à une expression très simple, savoir tout simplement la constante 10^6 .

Nous allons, maintenant, à l'autre expression de la somme, savoir (257).

Ici, nous avons le produit des deux facteurs

$$\omega^2 \text{ et } (\epsilon + \cos^2 \beta)^2 \quad (263)$$

et la valeur du produit dépend donc des valeurs des deux facteurs. En ce qui concerne la valeur de ω^2 , cette valeur est assez grande. En effet, nous pouvons supposer pour la simplicité que nous travaillons avec des ondes qui ne sont pas parmi les plus longues; disons, par exemple, que nous travaillons, certainement, avec des ondes au-dessous de 1.884 mètres.

Comme cependant cette longueur d'onde correspond, justement, à la pulsation 10^6 , nous pouvons donc affirmer que

$$\omega \geq 10^6 \quad (264)$$

et puis

$$\omega^2 \geq 10^{12} \quad (265)$$

Le facteur ω^2 de l'expression (257) est donc très grand, en comparaison de l'expression (258), et nous voyons que tout dépend de la valeur de l'autre facteur de l'expression (257).

(A suivre.)



T. S. F. ET MÉTÉOROLOGIE

par Léon de LA FORGE

■ ■ ■ ■ ■

TOUT d'abord, je tiens à bien prévenir que je ne m'occuperai pas, dans cet article, de la question des radiogrammes météorologiques en tant que moyen de transmission ; le rôle prépondérant que joue la T. S. F. dans l'organisme météorologique est unanimement reconnu ; il mériterait, d'ailleurs, une étude spéciale ; je le suppose admis par tout le monde ; j'admets que chacun se rend compte que sans T. S. F. il ne serait pas possible de concentrer à temps la multitude des renseignements aujourd'hui recueillis. En un mot, je demande au lecteur de laisser un moment de côté tout ce qui est mécanisme d'exploitation.

Par contre, il apparaît nettement aujourd'hui que l'étude poussée des phénomènes de propagation des ondes électromagnétiques oblige à établir une liaison scientifique avec celle des phénomènes météorologiques.

Au cours d'une conférence qu'il faisait à la Société astronomique de France, M. René Mesny n'hésitait pas à déclarer que les ondes électromagnétiques permettraient d'explorer la haute atmosphère. Ainsi, tandis qu'avec nos ballons-sondes nous n'atteignons pas une hauteur de 40 kilomètres, le rayon électromagnétique, qui revient sur terre, se réfléchit contre ou se réfracte dans cette couche fameuse d'Heaviside, sur laquelle, il est vrai, nous manquons bien de renseignements, mais que les théories et les expériences actuelles fixent à une distance verticale comprise entre 100 et 250 kilomètres.

D'autre part, le docteur J. Fuchs, de Vienne, qui me fait l'honneur de suivre les études que je publie sur la question de la propagation des ondes, m'adresse une étude qu'il vient de

publier sur *L'Influence de l'atmosphère terrestre sur la propagation des ondes courtes* (Krayn, éditeur, Berlin).

Je ne puis mieux faire, pour le remercier et aussi pour édifier mes lecteurs sur la portée générale de la question qui nous intéresse, que d'essayer d'analyser et de discuter son exposé.

En France également, depuis longtemps, nous avons attiré l'attention sur cette liaison qui existe entre phénomènes électromagnétiques et phénomènes météorologiques, et l'un de nos compatriotes, le capitaine Bureau, de l'Office national météorologique, a acquis, en cette matière, une autorité qui n'est plus contestée et qui lui a valu d'être écouté loin en dehors des frontières de notre pays.

Aussi bien, n'hésiterai-je pas à avoir recours aux théories qu'il a exposées.

L'influence des circonstances atmosphériques

Parcourons donc ces différentes études et essayons d'en dégager les grandes lignes.

M. J. Fuchs définit ainsi le but de ses recherches :

« Les recherches dont l'exposé suit ont été entreprises en premier lieu dans le but de déterminer une influence éventuelle des variations des éléments météorologiques sur la propagation des ondes électriques. »

Et, tout de suite, l'auteur répond à cette question que les non-avertis pourraient lui poser : Cette influence existe-t-elle ?

Des travaux antérieurs, et notamment ceux d'Austin, ont montré

qu'effectivement elle est réelle, mais que, jusqu'à présent, malgré le soin apporté aux observations, elle n'a pu être mesurée.

Relation entre les circonstances météorologiques à la surface de la terre et à une certaine distance de celle-ci

M. J. Fuchs, dont je continue à traduire la pensée, met aussi en garde contre ce fait que les circonstances météorologiques à la surface de la terre peuvent être très différentes de celles qui existent à une certaine distance de celle-ci et que, bien souvent encore, on ignore quelle loi unit ces deux états de choses.

Par conséquent, à son sens, on ne peut pas se contenter de noter les éléments météorologiques immédiatement à notre portée lorsque l'on veut étudier la propagation des ondes. Il nous est nécessaire de rechercher des renseignements sur ce qui se passe ailleurs.

A titre d'exemple, l'auteur signale la différence qui existe entre la température à la surface du sol et celle des couches plus élevées de l'atmosphère.

Si nous nous reportons aux traités de météorologie, nous voyons que cette question y est abondamment traitée, mais que l'on est encore loin d'avoir fixé d'une façon définitive les conditions mêmes des différences de température entre le sol et les couches supérieures.

Alfred Auger, dans son *Traité élémentaire de météorologie* (Gauthier-Villars, éditeur), a consacré un certain nombre de pages à l'exposé des connaissances acquises sur ce sujet.]]

Il montre que, tout d'abord, on constate une diminution générale de la température de l'air, au fur et à mesure qu'on s'élève dans l'atmosphère, ainsi qu'on l'a constaté depuis longtemps, au cours des ascensions en montagne, et que le révèle la présence des neiges sur les hautes cimes, même sous les tropiques, ou l'exploration par ballon-sonde.

Il en cherche les raisons et expose celles que l'on a l'habitude de considérer comme valables : air facilement traversé par la chaleur, lorsqu'il est sec, et donc pas de condensation de chaleur avant qu'on rencontre un obstacle tel que la surface de la terre ; influence de l'humidité de l'air, phénomène de refroidissement par détente lorsque l'air chaud monte, etc.

Mais une première irrégularité est facilement constatée dans le cas où des courants d'air chaud circulent.

Le sol donne lieu au phénomène d'inversion de température : « Le refroidissement près du sol, pendant la nuit, peut même souvent être assez grand pour que la température y devienne inférieure à ce qu'elle est au même moment à une certaine hauteur ; dans ce cas, il y a inversion de température ; la température va d'abord en augmentant avec l'altitude à partir du sol... »

« Les observations récentes, faites au moyen des cerfs-volants et des ballons-sondes, ont vérifié toutes les considérations qui précèdent. Elles montrent l'existence dans l'atmosphère de trois couches superposées différentes. En partant du sol, on traverse une première couche d'épaisseur variable, 1.000 à 3.000 mètres, où le décroissement de la température avec la hauteur est parfois irrégulier et présente des inversions fréquentes : c'est la couche qui est influencée par le sol ou par les nuages. Au-dessus, jusque vers 10.000 mètres environ, le décroissement de la température est beaucoup plus régulier et plus rapide ; il atteint parfois 0°,8 à 0°,9 pour 100 mètres, presque la valeur qui correspond à la détente adiabatique : c'est donc une couche où les mouvements verticaux, ascendants ou descendants, ont une grande importance. Au-dessus, les recherches de M. Teisserenc de Bort, confirmées depuis par beaucoup d'autres observations, ont montré qu'il existe une

couche où la température est plus élevée qu'en dessous et, en même temps ne semble pas diminuer notamment avec la hauteur ; dans cette couche à température à peu près constante, ou couche *isotherme*, les mouvements dominants sont donc horizontaux ; l'épaisseur de cette couche n'est pas connue.

« Les plus grandes altitudes atteintes jusqu'ici par les ballons-sondes n'ont pas encore permis de constater une diminution progressive de la température à mesure qu'on s'élève dans la couche isotherme, bien que cette diminution paraisse un phénomène nécessaire.

« Les observations que nous venons de résumer conduisent à diviser l'atmosphère en deux parties très distinctes. Depuis le sol jusque vers 10 kilomètres en moyenne (de 8 kilomètres à 14 kilomètres) est la *troposphère*, qui peut, dans ses couches basses, présenter des variations de température, dans un sens ou dans l'autre, mais dans laquelle, à partir d'un certain niveau, on constate une diminution rapide de température à mesure qu'on s'élève.

« Au-dessus, s'étend la *stratosphère*, où la température ne présente pas de variations systématiques dans un sens ou dans l'autre et où les mouvements verticaux sont très faibles ou nuls ; les différentes couches de la stratosphère glissent horizontalement les unes sur les autres sans se mélanger... »

Certes, dans ces toutes dernières années, nous avons pu, par des observations plus nombreuses, voir préciser et, sur certains points de détail, rectifier, ces notions ; il reste qu'elles justifient pleinement ce que déclare le docteur J. Fuchs dans son étude précitée :

« Dans les recherches de cette sorte, il faut tenir compte de ce que les éléments météorologiques notés à la surface de la terre ne sont pas immédiatement propres à établir un parallèle avec les conditions de propagation des ondes radioélectriques. Les observations faites dans des observations élevées et l'ascension de ballons-sondes ont montré que la température par exemple des couches supérieures n'a aucun rapport avec celle de la surface de la terre, et que, d'ailleurs, au delà de 15 kilomètres de hauteur, elle montre une allure dont

on n'a pu encore aujourd'hui déterminer la loi physique. Mais, comme justement ces couches d'air jouent un rôle prépondérant dans la propagation à grande distance des ondes radioélectriques, nous manquons aujourd'hui proprement d'une possibilité de comparaison avec les facteurs météorologiques qui entrent *effectivement* en ligne de compte. »

Les modifications dynamiques de l'atmosphère

Nous notons maintenant une autre idée.

Pour poursuivre l'étude en toute connaissance de cause, il faudrait tenir compte des modifications dynamiques.

M. J. Fuchs fait alors allusion à un phénomène bien connu de nos aéronautes, et dont ceux-ci tenaient le plus grand compte lors des opérations aériennes de la dernière guerre.

Le commandant d'un dirigeable, le pilote d'un avion, savent bien, en effet, qu'ils ne se déplacent pas comme les autres mortels dans un espace à deux dimensions ; ils connaissent aussi la troisième ; les phénomènes météorologiques ne doivent pas seulement être considérés dans le plan, mais bien dans les trois dimensions, et une loi, que certains spécialistes déclarent expérimentalement établie, veut que les événements météorologiques auxquels nous assistons dans la couche atmosphérique qui est immédiatement au contact de la surface de notre globe sont la conséquence d'autres événements météorologiques qui se sont passés quelque peu antérieurement dans les couches supérieures. Aussi bien, la connaissance de ceux-ci est-elle indispensable si l'on veut prédire le temps qu'il fera un peu plus tard dans la région de l'atmosphère à laquelle nous avons affaire dans notre vie quotidienne.

A quelle distance verticale peut-on situer ces couches supérieures de l'atmosphère ? Seraient-elles les couches intermédiaires entre la troposphère dont nous parlions tout à l'heure et la fameuse couche d'Heaviside ?

Dans une étude publiée par l'un des savants Pères de l'Observatoire de Zi-Ka-Wei, il est fait cette remarque au sujet des typhons, qui peuvent être

classés dans la catégorie des phénomènes les plus énergiques de notre basse atmosphère, qu'au cours de certains des plus violents de ces troubles on a pu observer que des nuages élevés à 10.000 mètres environ de hauteur continuaient tranquillement leur route, comme si rien ne se passait sur terre. Ceci tendrait à établir que la troposphère est bien, en réalité, une région à part dans l'atmosphère.

Enfin, le rayonnement du sol et la conductibilité calorifique de l'air varient et sont susceptibles de créer des modifications verticales importantes.

L'état actuel de la météorologie ne permet pas d'établir la relation qui existe entre la propagation des ondes courtes et la valeur des éléments météorologiques de la couche atmosphérique inférieure, estime M. J. Fuchs.

Les variations électriques

Le temps radioélectrique

Un phénomène, qui peut avoir son influence, du moins dans certains cas, par exemple lorsque la distance qui sépare les postes d'émission des postes de réception est comprise entre 100 et 4.000 kilomètres, est celui de la variation des qualités électriques du sol sous l'action des circonstances météorologiques. Il s'agit, bien entendu, dans ce cas, de la propagation au-dessus des continents et non pas de la mer, car nous pouvons admettre, au moins dans une première et en général suffisante approximation, que les caractéristiques électriques de l'eau de mer sont quasi invariables.

Mais, lorsque sur un sol sec il vient de se produire, en été, une chute importante d'eau de pluie, ce sol change immédiatement de qualité électrique. Il devient beaucoup plus conducteur, sans que ce supplément de conductibilité puisse durer longtemps, car la radiation solaire ramène très vite le sol à son état primitif.

En tout cas, cela suffit à montrer qu'il existe un « temps radioélectrique » qui varie avec les manifestations météorologiques.

Toutefois, je me permettrai ici une légère remarque. Nous avons trop souvent tendance à considérer sous le vocable *terre* la partie de notre

planète qui n'est pas l'atmosphère, et il serait bon de noter qu'il doit exister, à une profondeur variable, mais qui n'est pas grande, une couche du sol qui ne subit plus l'influence de ces variations atmosphériques, une couche du sol dont la conductibilité électrique ne change plus malgré la quantité d'eau qui vient à tomber, de même qu'à partir d'une certaine profondeur la température est constante en chaque point, quelles que soient ses variations extérieures. Entre cette couche terrestre intérieure et la surface même du globe, se trouve donc une région où peuvent se passer les variations électriques dues à des phénomènes météorologiques, tels que ceux signalés par M. Fuchs. Cette zone pourrait être classée, au point de vue électrique, très près de celle de l'atmosphère, dont les pluies, par exemple, viennent aussi modifier la conductibilité.

M. Fuchs reconnaît avec raison qu'il n'est pas facile d'établir une relation entre ces influences météorologiques et la propagation des ondes radioélectriques.

Précautions à prendre

Aussi, dans les recherches qu'il a poursuivies, s'est-il attaché à respecter les conditions suivantes :

« 1^o Séparation de l'influence de la *troposphère* (celle dans laquelle se passent les événements météorologiques, que nous désignons dans notre langage habituel par le mot *temps*) de celle de la *stratosphère* (qui commence à une hauteur moyenne de 12 à 15 kilomètres environ).

« 2^o Elimination de l'influence des variations des caractéristiques du sol. »

Nous allons voir comment l'auteur y est parvenu.

Choix des longueurs d'ondes, méthodes d'observations et programme de travaux

Pour satisfaire aux conditions, qu'il s'était lui-même posées, M. Fuchs a fait un choix parmi les longueurs d'ondes (ou les fréquences) qu'il pouvait observer. Il n'a retenu que celles qui lui ont semblé propres au but fixé, et il a dressé un plan de travaux en conséquence de son choix.

Elimination de l'influence des variations des caractéristiques du sol

Pour éliminer l'influence des variations des caractéristiques électriques du sol, M. Fuchs pouvait utiliser soit les très faibles fréquences, soit les fréquences très élevées au contraire.

Il admettait comme limites de ces fréquences :

Limite supérieure des faibles fréquences : 18.000 hertz ;

Limite inférieure des fréquences élevées : 3 megahertz.

(Rappelons que le hertz est égal à 1 cycle par seconde).

Les ondes de fréquence élevée (ondes courtes) se propagent loin du sol, au moins pendant une partie de leur trajectoire ; il existe, en effet, pour ces ondes, des régions de la surface de la terre où on ne peut les déceler : ce sont les fameuses zones de silence. On admet alors que les ondes progressent très haut dans l'atmosphère, c'est-à-dire sûrement dans la stratosphère ; elles échappent ainsi à l'influence des variations des caractéristiques électriques du sol.

L'une des propriétés des ondes de faible fréquence (ondes longues) est de « contourner les obstacles », suivant une expression imagée mais qui permet de se faire une idée de l'indépendance dont elles jouissent relativement au sol et à la nature du terrain.

Malheureusement, ces ondes longues sont décelables sur la totalité de leur trajectoire, ou tout au moins jusqu'à l'épuisement presque complet de l'énergie transportée, suivant le rayon électromagnétique ; elles voyagent donc aussi bien dans la troposphère que dans la stratosphère et sont, pour cette raison, à laisser de côté.

Elimination de l'influence de la troposphère

Cette élimination est réalisée de fait par l'emploi des ondes courtes, d'après ce que nous venons de dire, au moins sur une partie des parcours.

Dans ces conditions, on pouvait espérer trouver plus facilement une relation éventuelle entre la situation dans la stratosphère et la propagation de ces ondes.

Variations du champ d'un jour à l'autre

Une circonstance qui pouvait également gêner l'observation résidait dans les variations du champ (de la force) des signaux reçus, telle qu'on peut l'observer d'un jour à l'autre ; aussi, pour éliminer cette influence perturbatrice, M. Fuchs décida-t-il de ne faire porter ses observations que sur les périodes de nuit.

Eclairage solaire

Le poste d'émission considéré étant Washington NAA, le poste de réception étant établi à Vienne, il aurait pu se faire que les circonstances d'éclairage variaient du début des observations à la fin ; il aurait pu se faire, par exemple, que, pendant certaines périodes de l'année, une partie de la trajectoire du rayon électromagnétique traversait une zone de la terre éclairée par le soleil.

Or, l'observateur ayant décidé d'écouter les signaux horaires de Washington NAA, l'heure la plus tardive de la nuit à laquelle il faisait ses observations était 2 h. 55 en temps civil de Greenwich ; à cette heure, même en été et à Vienne, le soleil est encore très au-dessous de l'horizon ; la trajectoire du rayon électromagnétique est donc tout entière dans l'hémisphère non éclairé.

Nature de la surface de l'écorce terrestre au-dessus de laquelle s'effectue la propagation des ondes observées.

Si l'on suit l'arc de grand cercle qui joint Washington à Vienne, on s'aperçoit que, pendant 2.000 kilomètres environ, il court au-dessus des régions côtières américaines, pendant 3.000 kilomètres au-dessus des mers et qu'enfin les 2.000 derniers kilomètres sont sur terre européenne continentale.

L'étude du climat des premiers 2.000 kilomètres traversés a montré que ces régions devaient bien être considérées comme des régions continentales, caractérisées, comme on sait, par des différences profondes entre les saisons de l'année et par l'absence d'influence de la mer.

Les longueurs d'ondes observées

Les ondes sur lesquelles ont porté les observations furent celles sur lesquelles se faisaient les émissions des signaux horaires de Washington NAA, c'est-à-dire de fréquences égales à 4.015, 8.030 et 12.050 mégahertz.

On voit qu'elles sont toutes supérieures à la limite inférieure que M. Fuchs s'était fixée pour les hautes fréquences.

Pour plus de commodité, l'auteur a désigné par :

NAA 4 l'émission sur 4.015 mégahertz.
NAA 8 --- 8.030 ---
NAA 12 --- 12.050 ---

Les premières observations

M. Fuchs commença ses expériences au mois de décembre 1927 ; mais il ne tarda pas à s'apercevoir que d'un jour à l'autre les variations du champ produit par la station d'émission au point de réception étaient telles qu'il dut renoncer à mesurer directement la valeur même de ce champ, et il employa une méthode de mesure détournée.

Il nota soigneusement la force avec laquelle il recevait les signaux, en se conformant à l'échelle établie par le *Bureau of Standards*, de 1 à 9.

Ceci fait, il transforma les résultats ainsi obtenus conformément au tableau suivant :

Audition d'après l'échelle du Bureau of Standards	Valeur du champ
3	3
4	6
4,5	9
5	14
5,5	22
6	37
6,5	60
7	110
7,5	230
8	400

Il estime que dans cette condition les erreurs qu'il a pu faire ne dépassent pas un maximum de 30 %.

Certes, on pourra regretter que les circonstances n'aient pas permis une mesure directe du champ ; mais, ainsi que le fait remarquer avec juste raison l'auteur, il s'agissait avant tout d'observations générales, destinées à rechercher s'il existe bien des relations entre

les conditions météorologiques et la propagation des ondes.

Enfin, pour diminuer les chances d'erreur, l'observateur eut soin de toujours maintenir rigoureusement l'appareil de réception dans les mêmes conditions de fonctionnement.

Cet appareil comprenait une antenne, une lampe détectrice et un étage d'amplification basse fréquence.

Les résultats d'observations

M. Fuchs a noté, en dehors de la valeur de l'audition, d'autres données, et notamment la température en différents points du parcours, à Washington, à Belle-Isle, à Blacksad, à Vienne, la pression atmosphérique en Amérique et en Europe et le long de la trajectoire du rayon électromagnétique.

Avec ces données, il a établi des courbes en fonction du temps et il a pu tracer aussi, pour les périodes pendant lesquelles il a effectué ses observations, une série de courbes comparatives, qu'il a pu interpréter.

Ce sont les résultats de ces études que je vais maintenant brièvement indiquer.

Influence de la saison

Tout d'abord, l'observateur fait remarquer que, pendant les mois d'hiver, fin décembre, janvier et février, NAA 4 a été entendu dans 40 % des cas d'observations plus fort que NAA 8.

M. Fuchs estime qu'il faut voir dans ce fait une caractéristique de la saison d'hiver.

Influence de la température

L'examen des résultats obtenus aurait eu tendance à faire apparaître une relation entre la température à Washington et la force de réception à Vienne.

Mais il n'y a là qu'une apparence.

En effet, tout d'abord, cette interprétation voudrait dire que la température sur le reste du parcours n'a aucune influence.

En second lieu, quand la température à Washington varie et qu'en même temps la force de réception varie à Vienne, on remarque que la pression atmosphérique en Europe est très stable ; mais, si cette pression

varie, si elle subit des oscillations, alors la relation synchronique entre la force de réception à Vienne et la température à Washington disparaît.

La température à Washington n'a donc pas plus d'influence que la température sur les 7.000 autres kilomètres du parcours, et M. Fuchs en conclut que la température n'a pas d'influence par elle-même.

Influence de la pression

Par contre, il ressort de ce que nous venons de dire que la pression en a.

Il en donne un exemple :

Du 9 au 18 février 1928, la pression atmosphérique aux Etats-Unis oscille autour d'une valeur moyenne, tandis qu'en Europe elle est franchement au-dessous de la normale.

Du 20 au 26 février, les oscillations autour de la moyenne continuent aux Etats-Unis, tandis que la pression en Europe est nettement au-dessus de la pression normale.

Dans la première période NAA4, est entendu plus fort que NAA8; dans la seconde, c'est l'inverse.

La pression atmosphérique sur l'Atlantique

Devant cette importance de la pression, M. Fuchs a étudié non seulement les variations de la pression sur les parties continentales de la trajectoire, mais encore sur la partie atlantique.

Il a puisé les renseignements sur cette dernière dans le *Bulletin météorologique* de la Deutsche Seewarte et a retenu les données qui, par leurs instants d'observations, se rapprochaient le plus des heures d'émission

Au point de vue de la classification des pressions, il a noté trois qualités :
Haute pression, au-dessus de 765 %;
Moyenne pression, entre 765 et 755 %;
Basse pression, au-dessous de 755 %.

Influence de la pression suivant les longueurs d'ondes

Voici le tableau qu'il a dressé à ce sujet et que je lui emprunte :

I. Fréquence de 4,015 mégahertz.

Une baisse de pression cause une augmentation de la force de réception, de sorte que les plus grandes valeurs du champ correspondent en général à un niveau de basse pression.

II. La fréquence de 4,015 mégahertz donne une réception plus forte ou aussi forte que celle de 8,030 mégahertz :

1° Si, sur l'Atlantique et sur l'Europe, règnent de basses pressions atmosphériques ;

2° Si, sur l'Amérique, il n'y a pas de haute pression, et s'il y a, sur l'Atlantique, une basse pression et, sur l'Europe, une moyenne pression atmosphérique.

L'essentiel est, dans les deux cas, que la pression soit basse sur l'Atlantique.

III. Fréquence de 8,030 mégahertz.

Les fortes valeurs de la réception à Vienne se sont observées que lorsqu'il y a hausse de pression le long du trajet Washington-Vienne. Si la pression, le long du trajet, offre une baisse, la force de réception à Vienne diminue.

Interprétation des phénomènes

Malgré le désir que j'en aie de citer ici tout au long l'interprétation que donne M. Fuchs de la manière dont se fait sentir l'influence de la pression sur la propagation des ondes courtes, je ne puis que la résumer et renvoyer ceux de mes lecteurs qui le désirent au travail original.

D'après les résultats qu'il a obtenus avec NAA4, on voit que la force des signaux reçus augmente lorsque la pression atmosphérique baisse ; mais ce n'est pas la valeur moyenne de la pression sur l'ensemble du parcours qui entre en jeu ; de sorte que deux émetteurs de même fréquence et d'égale puissance ne produiront pas à distances égales des champs de même force ; tout dépend de la façon dont

ces émetteurs sont placés par rapport au milieu non homogène que représente l'atmosphère qui les sépare du point de réception.

Dans le cas des hautes fréquences, on sait qu'il existe un phénomène dit des zones de silence ; si l'on s'éloigne de l'émetteur, il arrive un moment où la réception cesse complètement, puis elle reprend ensuite, quelquefois très loin du point où elle a cessé, et passe par un maximum (à la Skipdistanz).

Pour M. Fuchs, les ondes courtes se propagent sous un angle (1) dont l'axe fait avec le sol un certain angle α , indépendant de l'antenne ; l'ouverture β de cet angle devrait rester constante si la propagation se faisait dans le vide ; le fait qu'elle a lieu dans un air dont la pression varie a pour conséquence des variations de cet angle d'ouverture et partant des variations de la zone de silence. Il y a donc une perturbation dans la propagation, et la force d'audition n'est pas la même pour une même perturbation, suivant que celle-ci se produit loin ou près du poste de réception. Une forte pression atmosphérique dans le voisinage de l'émetteur agira davantage pour dissiper l'énergie d'émission.

Conclusion

L'étude de M. Fuchs présente pour nous beaucoup d'intérêt ; il est trop tôt pour que je puisse dire si les conclusions auxquelles il arrive ne devront pas être modifiées ou du moins précisées et complétées ; mais elle marque un nouveau progrès dans la solution de ce mystère de la propagation et aussi dans cette question, si importante au point de vue général — au point de vue de la météorologie et de l'aviation aussi — que j'ai tenu à l'analyser et à la commenter.

Il s'agit maintenant de poursuivre dans cette voie.

(1) Bien entendu, il s'agit de l'angle mesuré dans le plan du grand cercle joignant l'émetteur et le récepteur.

ÉTUDE D'UN SYSTÈME OSCILLANT

(Suite)

par le Docteur Titus KONTESCHWELLER

SUPERRÉACTION

■ ■ ■ ■ ■

DANS l'article précédent, nous avons donné la forme des solutions pour le cas I, où le carré de k dans l'équation caractéristique était plus petit que 1.

Nous allons maintenant étudier le cas II, où

$$k^2 > 1 \quad (51)$$

Nous voyons facilement (35) que les racines de l'équation caractéristique sont réelles et les valeurs l'inverse l'une de l'autre.

Si k est positif, les deux racines deviennent positives, et si k est négatif, les racines sont, elles aussi, négatives.

Par une méthode analogue à celle employée dans le cas I, nous trouvons, pour le cas II, des solutions de la forme

$$\begin{cases} \Phi_1(t) = e^{\mu t} P_1(t) \\ \Phi_2(t) = e^{-\mu t} P_2(t) \end{cases} \quad (52)$$

Ici les deux fonctions : $P_1(t)$ et $P_2(t)$ sont périodiques (période 2π) si les racines de l'équation caractéristique sont positives, nous obtenons donc :

$$\begin{cases} P_1(t + 2\pi) = P_1(t) \\ P_2(t + 2\pi) = P_2(t) \end{cases} \quad (53)$$

Si maintenant les racines réelles de l'équation caractéristique sont négatives, nous obtenons la même forme pour les solutions [voir (52)], mais les fonctions $P_1(t)$ et $P_2(t)$, n'ont plus la période 2π ; en effet, nous obtenons pour ces fonctions, la forme :

$$\begin{cases} P_1(t + 2\pi) = -P_1(t) \\ P_2(t + 2\pi) = -P_2(t) \end{cases} \quad (54)$$

ce qui donne

$$\begin{cases} P_1(t + 4\pi) = P_1(t) \\ P_2(t + 4\pi) = P_2(t) \end{cases} \quad (55)$$

nous voyons donc apparaître, fait très rare en physique, une fréquence nouvelle, non pas deux fois plus rapide mais deux fois plus lente. Cette oscillation demi-périodique a une assez grande importance pratique.

Il s'agit en somme de fonctions ayant la période 4π .

Nous étudions enfin le cas III où les deux racines sont égales à $+1$ ou égales à -1 . Dans les deux alternatives nous obtenons facilement la forme suivante pour les solutions

$$\begin{cases} \Phi_1(t) = P_1(t) \\ \Phi_2(t) = P_2(t) + a t P_1(t) \end{cases} \quad (56)$$

Quand les racines de l'équation caractéristique sont égales à $+1$; les fonctions $P_1(t)$ et $P_2(t)$ remplissent les conditions (53), cela veut dire qu'elles ont la période 2π . D'un autre côté, si les racines sont égales à -1 , les fonctions $P_1(t)$ et $P_2(t)$ suivent les conditions (54 et 55); elles ont la période 4π . Ce cas est particulièrement intéressant et nous en donnerons plus tard une interprétation pratique.

Stabilité.

Pour trouver quels sont les cas qui correspondent à la stabilité, nous dirons quelques mots sur la nature des fonctions P .

Pour commencer, nous pouvons affirmer que toutes les solutions de l'équation différentielle de départ (1) sont des fonctions régulières dans tout le plan complexe. Cela se déduit de la théorie générale des équations différentielles et du fait que la fonction $A(t)$ dans tous les cas que nous étudions est une fonction entière.

Cela veut donc dire que toutes les fonctions P sont aussi des fonctions régulières dans tout le plan complexe, c'est-à-dire qu'elles sont elles aussi des fonctions entières. Comme la période de ces fonctions est toujours réelle soit 2π soit 4π , nous voyons que les valeurs de ces fonctions pour des valeurs de t sont toujours finies; cela veut dire qu'elles ne dépassent jamais une valeur fixe donnée pour n'importe quelle valeur réelle de t . Nous voyons donc que le cas I correspond à la stabilité; les solutions correspondantes (49 et 50) restent toujours finies pour n'importe quelle valeur de t . En effet, le facteur exponentiel dans ce cas a toujours, comme valeur absolue 1. Dans le cas II, avec la forme des solutions (52) il

n'y a pas de stabilité. En effet, au moins une des solutions devient infinie quand les valeurs de t tendent vers $+\infty$ ou vers $-\infty$.

Dans le cas III, nous avons stabilité si la valeur de la constante a est 0; dans le cas contraire, il y a instabilité.

Ces cas de stabilité correspondent à la forme réduite 1 de l'équation différentielle. Ce qui nous intéresse est le cas de stabilité ou de non-stabilité correspondant à l'équation de départ de la superréaction. Cette équation s'écrit :

$$\frac{d^2 y}{dz^2} + 2f(z) \frac{dy}{dz} + Ky = 0 \quad (57)$$

on la déduit de l'équation classique

$$\frac{d^2 y}{dz^2} + \frac{R}{L} \frac{dy}{dz} + \frac{y}{LC} = 0 \quad (58)$$

en remplaçant la valeur constante $\frac{R}{L}$ par $2f(z)$ où

$$f(z) = A + B \sin \Omega z \quad (59)$$

et en écrivant $K = \frac{1}{LC}$

La forme (57) de l'équation peut être réduite facilement, comme on le sait, à la forme I par le changement de variable.

$$y = e^{-\int f(z) dz} \chi \quad (60)$$

La formule (57) devient :

$$\frac{d^2 \chi}{dz^2} + [K - (A + B \sin \Omega z)^2 - B \Omega \cos \Omega z] \chi = 0 \quad (61)$$

Si nous faisons un deuxième changement de variable :

$$\Omega z = t \quad (62)$$

(57) se transforme en :

$$\frac{d^2 \chi}{dt^2} + \left[\frac{K}{\Omega^2} - \left(\frac{A}{\Omega} + \frac{B}{\Omega} \sin t \right)^2 - \frac{B}{\Omega} \cos t \right] \chi = 0 \quad (63)$$

Ce qui est justement le forme (1) si nous posons :

$$Q(t) = \frac{K}{\Omega^2} - \left(\frac{A}{\Omega} + \frac{B}{\Omega} \sin t \right)^2 - \frac{B}{\Omega} \cos t \quad (64)$$

Nous déduisons également des formules ci-dessus la relation suivante :

$$y = e^{-\frac{B}{\Omega} \cos t - \frac{A}{\Omega} t} \cdot x \quad (65)$$

Les trois cas que nous avons étudiés précédemment, se modifient de la façon suivante :

Cas I

$$\left. \begin{aligned} \Phi_1(t) &= e^{\mu t - \frac{A}{\Omega} t} \cdot P_1(t) \\ \Phi_2(t) &= e^{-\mu t - \frac{A}{\Omega} t} \cdot P_2(t) \end{aligned} \right\} \quad (66)$$

Cas II

$$\left. \begin{aligned} \Phi_1(t) &= e^{\left(\mu - \frac{A}{\Omega}\right)t} \cdot P_1(t) \\ \Phi_2(t) &= e^{-\left(\mu + \frac{A}{\Omega}\right)t} \cdot P_2(t) \end{aligned} \right\} \quad (67)$$

Cas III

$$\left. \begin{aligned} \Phi_1(t) &= e^{-\frac{A}{\Omega} t} \cdot P_1(t) \\ \Phi_2(t) &= e^{-\frac{A}{\Omega} t} [P_2(t) + a P_1(t)] \end{aligned} \right\} \quad (68)$$

Nous voyons immédiatement que les cas de stabilité ne sont plus ceux de la formule (57). En effet, pour A positif, les solutions (66) diminuent infiniment quand t augmente et si A est négatif, elles augmentent. Dans les autres deux cas, il y a stabilité ou non, selon les valeurs de A.

Un cas intéressant est le cas II avec la solution (67) et surtout la solution donnant la valeur croissante, c'est-à-dire $\Phi_1(t)$. On pourrait donc trouver une valeur de A telle que le facteur exponentiel disparaisse, cela veut dire que nous obtenons

$$\Phi_1(t) = P_1(t) \quad (69)$$

Dans ce cas, nous obtenons des oscillations stables, dans les autres les oscillations sont en général amorties et disparaissent au bout de très peu de temps ou alors elles augmentent théoriquement jusqu'à l'infini, ce qui correspond en pratique à la saturation de la lampe. Dans ces conditions la réception téléphonique serait impossible.

La possibilité des oscillations selon (69) correspond au cas I ou $K^2 > 1$; les racines de l'équation caractéristique sont toutes les deux réelles, l'une ayant une valeur absolue plus grande que 1 l'autre ayant une valeur plus petite que 1 avec la condition que le produit des racines soit égal à 1.

Il ressort de tout ce que nous venons de dire que la valeur de k a une valeur extrême pour la discussion du problème.

Nous voyons d'après les équations (15 et 33), que

$$K = \frac{1}{2} [x_1(2\pi) + x_2'(2\pi)] \quad (70)$$

où x_1 et x_2 sont deux solutions de l'équation (1) remplissant les conditions.

$$\left. \begin{aligned} x_1(0) &= 1 \\ x_1'(0) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (71)$$

et

$$\left. \begin{aligned} x_2(0) &= 0 \\ x_2'(0) &= 1 \end{aligned} \right\} \quad (72)$$

Pour étudier la question, nous allons donc voir quelle est la forme des solutions ci-dessus. Pour cela, nous écrivons l'équation (1) sous la forme

$$x'' + [\omega^2 + f(t)]x = 0 \quad (73)$$

Nous avons posé dans (64) :

$$\omega^2 = \frac{K}{\Omega^2} \quad (74)$$

et

$$f(t) = \left(\frac{A}{\Omega} + \frac{B}{\Omega} \sin t\right)^2 + \frac{B}{\Omega} \cos t \quad (75)$$

Nous pouvons donc écrire l'équation (73) sous la forme

$$x'' + \omega^2 x = f(t)x \quad (76)$$

Au lieu d'étudier cette équation, nous nous occupons pour l'instant d'une autre qui est la suivante :

$$x'' + \omega^2 x = y \quad (77)$$

Dans cette équation, le second membre y est une fonction connue. Nous disons que la solution générale de cette équation peut s'écrire sous la forme

$$\begin{aligned} x &= C_1 \sin \omega t + C_2 \cos \omega t \dots \\ &+ \frac{1}{2\omega i} \left\{ e^{i\omega t} \int_0^t e^{-i\omega t} y dt \dots \right. \\ &\left. - e^{-i\omega t} \int_0^t e^{i\omega t} y dt \right\} \quad (78) \end{aligned}$$

La vérification est immédiate, il n'y a qu'à substituer dans (77). Nous pouvons déterminer les constantes d'intégration C_1 et C_2 de telle sorte que nous obtenons deux solutions x_1 et x_2 satisfaisant aux conditions (71) et (72). Le calcul nous donne pour ces solutions spéciales :

$$\begin{aligned} x_1 &= \cos \omega t \\ &+ \frac{1}{2\omega i} \left\{ e^{i\omega t} \int_0^t e^{-i\omega t} y dt \right. \\ &\left. - e^{-i\omega t} \int_0^t e^{i\omega t} y dt \right\} \quad (79) \end{aligned}$$

et

$$\begin{aligned} x_2 &= \frac{1}{\omega} \sin \omega t \\ &+ \frac{1}{2\omega i} \left\{ e^{i\omega t} \int_0^t e^{-i\omega t} y dt \right. \\ &\left. - e^{-i\omega t} \int_0^t e^{i\omega t} y dt \right\} \quad (80) \end{aligned}$$

Nous voyons que les constantes d'intégration dépendent uniquement des conditions initiales (71 et 72)

et pas du tout de la fonction y. Jusqu'à présent, nous avons supposé que la fonction y était connue. Admettons maintenant que par une méthode quelconque, n'importe laquelle, nous ayons trouvé par exemple, la solution x_1 de l'équation (73) ou (76).

Dans ce cas, nous pouvons admettre que le second membre de l'équation (76) est une fonction connue et nous pouvons remplacer y dans (77) par $f(t)x_1$. Cela transforme (79) en

$$\begin{aligned} x_1 &= \cos \omega t \\ &+ \frac{1}{2\omega i} \left\{ e^{i\omega t} \int_0^t e^{-i\omega t} f(t)x_1 dt \right. \\ &\left. - e^{-i\omega t} \int_0^t e^{i\omega t} f(t)x_1 dt \right\} \quad (81) \end{aligned}$$

pour simplifier les calculs nous désignerons par

$$O_\omega^t(y) \quad (82)$$

l'opération compliquée :

$$\begin{aligned} \frac{1}{2\omega i} \left\{ e^{i\omega t} \int_0^t e^{-i\omega t} y dt \right. \\ \left. - e^{-i\omega t} \int_0^t e^{i\omega t} y dt \right\} \quad (83) \end{aligned}$$

que nous avons appliquée à la fonction y.

Nous pouvons donc écrire au lieu de (81)

$$x_1 = \cos \omega t + O_\omega^t \{ f(t)x_1 \} \quad (84)$$

en ayant toujours présent à la mémoire qu'il s'agit d'une identité complète.

La forme même de l'opération (83) nous fait voir qu'elle est linéaire, c'est-à-dire que nous avons

$$O_\omega^t(y_1 + y_2) = O_\omega^t(y_1) + O_\omega^t(y_2) \quad (85)$$

Nous voyons également que :

$$|O_\omega^t(y)| \leq \frac{1}{\omega} m t \quad (86)$$

où m est la plus grande valeur de y dans l'intervalle 0...t

Dans l'équation (84) nous pouvons, selon la méthode d'intégration, introduire la valeur x_1 , ce qui donne

$$\begin{aligned} x_1 &= \cos \omega t \\ &+ O_\omega^t \{ f(t) \cos \omega t + f(t) O_\omega^t [f(t)x_1] \} \quad (87) \end{aligned}$$

A cause de (85), nous pouvons écrire

$$\begin{aligned} x_1 &= \cos \omega t + O_\omega^t \{ f(t) \cos \omega t \} \\ &+ O_\omega^t \{ f(t) O_\omega^t [f(t)x_1] \} \quad (88) \end{aligned}$$

Cette équation est, elle aussi, une identité complète.

Nous pouvons mettre dans (88) la valeur de x_1 d'après (84), ce qui donne

$$\begin{aligned} x_1 &= \cos \omega t + O_\omega^t [f(t) \cos \omega t] \\ &+ O_\omega^t \{ f(t) O_\omega^t [f(t) \cos \omega t] \} \\ &+ f(t) O_\omega^t [f(t)x_1] \} \quad (89) \end{aligned}$$

A cause de (85) nous obtenons :

$$\chi_1 = \cos \omega t + O_0^t \{ f(t) \cos \omega t \\ + O_0^t \{ f(t) O_0^t [f(t) \cos \omega t \\ + f(t) O_0^t [f(t) \chi_1] \} \} \quad (90)$$

nous pouvons continuer de la sorte et nous avons un genre de développement en série de la forme

$$\chi_1 = \cos \omega t + O_0^t [f(t) \cos \omega t] \\ + O_0^t [f(t) O_0^t [f(t) \cos \omega t]] \\ + \dots + O_0^t \{ f(t) O_0^t [f(t) \dots \\ \dots O_0^t [f(t) \cos \omega t] \dots] \} \\ + O_0^t \{ f(t) O_0^t [f(t) \dots \\ \dots O_0^t [f(t) \chi_1] \dots] \} \quad (91)$$

Le dernier terme que nous pouvons représenter par R_n est celui qui correspond au terme de reste. Dans le développement en série c' est le seul qui contient la fonction χ_1 , tous les termes précédents qui forment le développement proprement dit de la fonction contiennent seulement des fonctions connues et peuvent donc être assez facilement calculés.

Nous montrerons plus tard que le terme représentant le reste de la série tend vers 0 quand l'indice n augmente, ce qui veut dire que le développement (91) est convergent.

Dans la formule (91) nous avons développé la solution χ_1 en une série analogue au développement de Taylor avec un terme de reste. Pour montrer que le développement en série est toujours convergent, quand on prend un nombre infini de termes et qu'on supprime le terme de reste, nous ferons voir que ce dernier, dans la formule (91), tend vers 0 pour n'importe quelle valeur de t quand n augmente à l'infini.

Nous prenons une certaine valeur de t et nous allons démontrer que pour cette valeur, le terme de reste tend vers 0. Nous allons appeler m la plus grande valeur de la fonction $f(t)$ dans l'intervalle $0 \dots t$, M la plus grande valeur de la fonction χ_1 . D'après la forme de l'opération (63) nous voyons facilement que le terme de reste de la formule (91) se trouve toujours au-dessous d'une certaine limite, ce que nous pouvons représenter par la formule suivante :

$$|R_n| \leq \left(\frac{mt}{\omega}\right)^n \frac{M}{n!} \quad (92)$$

D'une façon analogue nous voyons que nous pouvons trouver une certaine expression limite pour chaque terme du développement (91); nous savons, en effet, que les termes de ce développement sont d'une façon abso-

lue plus petits que les termes correspondants de la série :

$$1 + \frac{mt}{\omega} + \left(\frac{mt}{\omega}\right)^2 \cdot \frac{1}{2!} \\ + \left(\frac{mt}{\omega}\right)^3 \cdot \frac{1}{3!} + \left(\frac{mt}{\omega}\right)^4 \cdot \frac{1}{4!} + \dots \quad (93)$$

La somme de cette série est :

$$e^{\frac{mt}{\omega}} \quad (94)$$

Nous obtenons donc une valeur limite pour χ_1 .

$$|\chi_1| \leq e^{\frac{mt}{\omega}} \quad (95)$$

Nous avons représenté plus haut par M la plus grande valeur de χ_1 dans l'intervalle $0 \dots t$ par conséquent :

$$M \leq e^{\frac{mt}{\omega}} \quad (96)$$

Nous pouvons substituer cette valeur de M dans la formule (92) ce qui donne :

$$|R_n| \leq \left(\frac{mt}{\omega}\right)^n \frac{1}{n!} \cdot e^{\frac{mt}{\omega}} \quad (97)$$

Nous avons donc obtenu une limite pour le terme de reste dans laquelle ne figure plus la quantité inconnue M .

D'une façon tout à fait analogue au développement de χ_1 nous pouvons écrire χ_2 et en considérant les conditions initiales (72) nous obtenons le nouveau développement

$$\chi_2 = \frac{1}{\omega} \sin \omega t + \frac{1}{\omega} O_0^t [f(t) \sin \omega t] \\ + \frac{1}{\omega} O_0^t [f(t) O_0^t [f(t) \sin \omega t]] \\ + \dots + \frac{1}{\omega} O_0^t \{ f(t) O_0^t [f(t) \dots \\ \dots O_0^t [f(t) \sin \omega t] \dots] \} + R_n \quad (98)$$

Ici aussi, nous voyons que le terme de reste tend vers 0 quand n augmente à l'infini; quelle que soit la valeur de t , la série est donc toujours convergente comme dans le cas précédent. Nous pouvons indiquer une limite pour les différents termes du développement (98); ils sont plus petits que les termes correspondants de la série

$$\frac{1}{\omega} \left\{ 1 + \frac{mt}{\omega} + \left(\frac{mt}{\omega}\right)^2 \cdot \frac{1}{2!} \right. \\ \left. + \left(\frac{mt}{\omega}\right)^3 \cdot \frac{1}{3!} + \dots \right\} \quad (99)$$

Pour avoir la valeur de k , il nous faut χ_2' , nous cherchons donc un développement pour cette fonction.

En dérivant terme par terme le développement (98) nous obtenons :

$$\chi_2' = \cos \omega t + \frac{1}{\omega} \frac{d}{dt} O_0^t [f(t) \sin \omega t] \\ + \frac{1}{\omega} \frac{d}{dt} O_0^t [f(t) O_0^t [f(t) \sin \omega t]] \\ + \dots + \frac{1}{\omega} \frac{d}{dt} O_0^t \{ f(t) O_0^t [f(t) \dots \\ \dots O_0^t [f(t) \sin \omega t] \dots] \} + \dots \quad (100)$$

Pour que ce développement donne réellement la valeur de la fonction χ_2' , il faut que la série (100) soit convergente. C'est justement le cas, nous le voyons facilement en examinant les opérations employées dans le développement. D'une façon analogue à celle employée plus haut, nous trouvons que les termes du développement (100) sont respectivement plus petits que les termes correspondants de la série :

$$1 + \frac{mt}{\omega} + \left(\frac{mt}{\omega}\right)^2 \cdot \frac{1}{2!} \\ + \left(\frac{mt}{\omega}\right)^3 \cdot \frac{1}{3!} + \dots \quad (101)$$

C'est la même formule que le (93). Nous pouvons donc limiter la valeur de la fonction χ_2' comme suit :

$$|\chi_2'| \leq e^{\frac{mt}{\omega}} \quad (102)$$

Il est facile de trouver comme limite supérieure du terme de reste

$$|R'_n| \leq \left(\frac{mt}{\omega}\right)^n \frac{1}{n!} \cdot e^{\frac{mt}{\omega}} \quad (103)$$

Nous allons maintenant simplifier le développement de la fonction χ_2' en introduisant un nouveau symbole pour l'opération employée. Nous avons en effet

$$\frac{1}{\omega} \frac{d}{dt} O_0^t(y) = \frac{1}{2\omega} \left\{ e^{i\omega t} \int_0^t e^{-i\omega y} y dy \right. \\ \left. + e^{-i\omega t} \int_0^t e^{i\omega y} y dy \right\} \quad (104)$$

opération que nous représentons par le symbole

$$\bar{O}_0^t(y) \quad (105)$$

Nous pouvons donc écrire la formule (100) sous la forme suivante :

$$\chi_2' = \cos \omega t + \bar{O}_0^t [f(t) \sin \omega t] \\ + \bar{O}_0^t [f(t) O_0^t [f(t) \sin \omega t]] \\ + \dots + \bar{O}_0^t \{ f(t) O_0^t [f(t) \dots \\ \dots O_0^t [f(t) \sin \omega t] \dots] \} + \dots \quad (106)$$

Nous pouvons maintenant trouver un développement pour la valeur de la constante k .

Nous avons, en effet :

$$k = \frac{1}{2} [\chi_1(2\pi) + \chi_2'(2\pi)] \quad (107)$$

$$\begin{aligned}
k &= \frac{1}{2} [\chi_1(2\pi) + \chi'_1(2\pi)] \\
&= \cos \omega t + \frac{1}{2} [O_0^t \{ f(t) \cos \omega t \} \\
&\quad + \bar{O}_0^t \{ f(t) \sin \omega t \}] \\
&\quad + \frac{1}{2} [O_0^t \{ f(t) O_0^t \{ f(t) \cos \omega t \} \} \\
&\quad + \bar{O}_0^t \{ f(t) O_0^t \{ f(t) \sin \omega t \} \} + \dots \\
&\quad + \frac{1}{2} [O_0^t \{ f(t) O_0^t \{ f(t) \\
&\quad \dots O_0^t \{ f(t) \cos \omega t \} \dots \} \}_{(n-1)}^{(1)}]_{(2)}^{(1)} \\
&\quad + \bar{O}_0^t \{ f(t) O_0^t \{ f(t) \\
&\quad \dots O_0^t \{ f(t) \sin \omega t \} \dots \} \}_{(n-1)}^{(1)}]_{(2)}^{(1)} + \dots
\end{aligned} \tag{108}$$

Pour démontrer que la valeur absolue de la constante k ne dépasse jamais dans la pratique la valeur 1, le développement selon la formule (108) ne convient pas. On peut,

Pour les solutions particulières des équations avec second membre, nous

Nous revenons au développement :

$$\chi = \chi_0 + \varepsilon \chi_1 + \varepsilon^2 \chi_2 + \dots \quad (117)$$

D'après la théorie générale, on peut toujours poser des conditions initiales à la solution χ , de telle sorte que nous obtenions

$$\chi(t + 2\pi) = \lambda \cdot \chi(t) \quad (118)$$

où λ est le nombre réel ou complexe d'après lequel nous nous trouvons dans un des cas étudiés plus haut, I, II, III.

Il est clair que le développement (117) est le seul qu'on peut faire, pour une certaine fonction bien déterminée, χ . En effet, si nous avions un autre développement pour la même fonction χ

$$\chi = \bar{\chi}_0 + \varepsilon \bar{\chi}_1 + \varepsilon^2 \bar{\chi}_2 + \dots \quad (119)$$

cela ne serait possible qu'avec les identités suivantes :

$$\begin{aligned} \chi_0 &= \bar{\chi}_0 \\ \chi_1 &= \bar{\chi}_1 \\ \chi_2 &= \bar{\chi}_2 \end{aligned} \quad (120)$$

L'identité des deux développements doit exister pour toutes les valeurs de ε , par conséquent, aussi pour $\varepsilon = 0$, ce qui donne, identiquement, $\chi_0 = \bar{\chi}_0$. Comme toutes les fonctions suivantes χ_1, χ_2, χ_3 sont formées avec χ_0 selon les équations (114), elles sont donc identiques dans les deux développements. Grâce à (117) et (118), nous obtenons

$$\chi(t + 2\pi) = \lambda \cdot \chi(t) = \lambda \chi_0 + \varepsilon \lambda \chi_1 + \varepsilon^2 \lambda \chi_2 + \dots \quad (121)$$

$$\text{et} \quad (122)$$

$$\begin{aligned} \chi(t + 2\pi) &= \chi_0(t + 2\pi) \\ &+ \varepsilon \chi_1(t + 2\pi) + \varepsilon^2 \chi_2(t + 2\pi) + \dots \end{aligned}$$

D'après ce que nous venons de dire, ces deux développements sont identiques, les différents coefficients des puissances successives de ε sont, eux aussi, identiques. Cela s'écrit de la façon suivante :

$$\begin{aligned} \chi_0(t + 2\pi) &= \lambda \chi_0(t) \\ \chi_1(t + 2\pi) &= \lambda \chi_1(t) \\ \chi_2(t + 2\pi) &= \lambda \chi_2(t) \end{aligned} \quad (123)$$

Si nous répétons plusieurs fois, par exemple n fois, l'addition de 2π nous obtenons, à la place de (118)

$$\chi(t + n \cdot 2\pi) = \lambda^n \chi(t) \quad (124)$$

Les deux développements (121) et (122) deviennent respectivement (125)

$$\chi(t + n \cdot 2\pi) = \lambda^n \chi_0 + \varepsilon \lambda^n \chi_1 + \varepsilon^2 \lambda^n \chi_2 + \dots \quad (126)$$

$$\text{et} \quad (127)$$

Les identités des coefficients sont les suivantes :

$$\begin{aligned} \chi_0(t + n \cdot 2\pi) &= \lambda^n \chi_0(t) \\ \chi_1(t + n \cdot 2\pi) &= \lambda^n \chi_1(t) \\ \chi_2(t + n \cdot 2\pi) &= \lambda^n \chi_2(t) \end{aligned} \quad (127)$$

Il est clair que les équations (127) sont absolument indépendantes de la valeur de ε ; pour n'importe quelle valeur de ε , la valeur de λ est la même.

Nous revenons maintenant à la fonction χ_0 . Comme celle-ci est la solution de la première équation de (114), nous l'obtenons sous la forme

$$\chi_0 = C_1 \cos \omega t + C_2 \sin \omega t \quad (128)$$

où C_1 et C_2 sont les constantes d'intégration qui dépendent des conditions initiales. Il faut donc des valeurs absolument déterminées pour obtenir la condition exprimée dans l'équation (118) et pour χ_0 dans l'équation (123). Nous supposons que les constantes d'intégration sont choisies de telle sorte que les conditions initiales soient satisfaites.

Nous supposons pour l'instant que ω est un nombre rationnel, c'est-à-dire qu'il peut être exprimé par l'équation

$$\omega = \frac{m}{n} \quad (129)$$

où m et n sont deux nombres entiers, sans facteur commun.

Nous obtenons donc

$$\begin{aligned} \chi_0(t + n \cdot 2\pi) &= C_1 \cos\left(\frac{m}{n} t + m \cdot 2\pi\right) \\ &+ C_2 \sin\left(\frac{m}{n} t + m \cdot 2\pi\right) \\ &= C_1 \cos\left(\frac{m}{n} t\right) + C_2 \sin\left(\frac{m}{n} t\right) \end{aligned} \quad (130)$$

ce qui donne

$$\chi_0(t + n \cdot 2\pi) = \chi_0(t) \quad (131)$$

Si nous comparons cette équation à la première des équations (127), nous obtenons, comme résultat

$$\lambda^n = 1 \quad (132)$$

λ est une des n -ièmes racines primitives de l'unité.

λ ne peut pas être égal à 1, cela ressort de l'équation (130); en effet, n est le plus petit nombre entier qui donne l'équation (131); celle-ci n'est pas satisfaite pour un nombre entier plus petit que n , nous voyons donc que n est le plus petit nombre entier satisfaisant l'équation (132); λ ne peut pas être égal à 1, sauf si ω est un nombre entier, c'est un nombre complexe dont la valeur absolue est égale à 1. En effet, nous pouvons écrire ce qui suit :

$$\lambda = e^{\frac{2\pi i}{n} \cdot m'} \quad (133)$$

où les deux nombres n et m' n'ont pas de facteur commun.

Nous avons donc démontré que, si la valeur de ω est rationnelle, celle de λ est égale à 1. Nous allons maintenant démontrer, en nous basant sur des considérations de continuité, que la valeur absolue de λ est égale à 1, même pour des valeurs irration-

nelles de ω . En effet, nous voyons facilement que χ_0 est une fonction continue de ω pour n'importe quelle valeur de t , par conséquent, également pour la valeur $t + 2\pi$.

Nous obtenons la fonction

$$\frac{|\chi_0(t + 2\pi)|}{|\chi_0(t)|} = |\lambda| = 1 \quad (134)$$

qui est continue, par rapport à ω . Par conséquent, si

$$\omega_1, \omega_2, \omega_3, \omega_4 \quad (135)$$

représentent une suite de nombres rationnels satisfaisant à la condition

$$\lim \omega_v = \omega \quad (136)$$

où ω est un nombre irrationnel, la valeur de cette fonction (134) pour ω est égale à la limite des valeurs que la même fonction prend pour les nombres de la suite (135). Cela se trouve dans l'équation (137) et nous voyons, par continuité, que l'équation (134) est valable, même pour les valeurs irrationnelles de ω :

$$\lim_{v=1,2,3,\dots} \frac{|\chi_0(t + 2\pi)|}{|\chi_0(t)|} = 1 \quad (137)$$

Nous avons donc toujours, pour toutes les valeurs rationnelles et irrationnelles de ω :

$$|\chi_0(t + 2\pi)| = |\chi_0(t)| \quad (139)$$

Pour chaque valeur de ω nous avons donc toujours une valeur bien déterminée de λ , la valeur absolue étant égale à 1. Nous pouvons donc écrire cette valeur de λ sous la forme

$$\lambda = e^{i\alpha} \quad (140)$$

où α dépend des valeurs de ω dans le cas en question. Nous avons vu plus haut que λ est la racine de l'équation caractéristique contenant la constante k . Cette équation a la forme

$$\lambda^2 - 2k\lambda + 1 = 0 \quad (141)$$

Cela nous donne, comme valeur de k

$$k = \frac{\lambda^2 + 1}{2\lambda} = \frac{1}{2} \left(\lambda + \frac{1}{\lambda} \right) \quad (142)$$

En tenant compte de (140), nous obtenons

$$k = \frac{1}{2} (e^{i\alpha} + e^{-i\alpha}) \quad (143)$$

cela n'est pas autre chose que

$$k = \cos \alpha \quad (144)$$

Comme α est une valeur réelle, cela montre que nous avons toujours

$$-1 < k < +1 \quad (145)$$

Nous avons vu, plus haut, que cette relation correspond au cas que nous avons appelé cas I. La démonstration que nous venons de faire montre donc qu'avec la forme de l'équation différentielle (109) et (110) nous nous trouvons toujours dans le cas I.

(A suivre.)

LA RADIO AUX ORCADES DU SUD

(Suite et Fin)

par Emilio BALDONI, radiotélégraphiste de l'expédition

Traduit de la *Revista telegrafica* (Buenos-Aires), nos 190-191, par André PLANÈS-PY, f-8EI

■ ■ ■ ■ ■

UNE antenne improvisée nous donnait tous les jours, avec de bonnes auditions des *broadcastings* argentins, brésiliens, chiliens et uruguayens, les nouvelles précieuses pour nous qui étaient envoyées de Buenos-Aires à notre intention. Comme la radio est appréciée lorsqu'on se trouve si loin et si isolé du monde civilisé !

Les premiers jours s'écoulèrent sans aucun incident et presque sans émotion, à part celle que j'éprouvais à la pensée de sortir bientôt de notre état d'auditeurs muets. Nous savions que maintes personnes voulaient avoir de nos nouvelles et nous pensions souvent au foyer lointain. Dans cette idée, l'horaire de notre travail violait toutes les lois en vigueur et était ap-

pliqué impitoyablement jusqu'à épuisement des forces.

Notre première préoccupation fut de mener à bonne fin la construction de la pièce destinée à renfermer les machines et appareils, puis de monter l'antenne — travaux extérieurs — avant que l'hiver rendît ces travaux plus pénibles. En premier lieu, nous dûmes démolir un petit logement annexe en bois adossé aux habitations et précédemment utilisé comme magasin provisoire, pour reconstruire au même emplacement une pièce également en bois mesurant 6 mètres sur 3, divisée en deux parties, et un corridor, indépendant et couvert, 6 mètres de long sur 1 m. 70 de large dans lequel devait être placée la batterie d'accumulateurs.

Pendant que quelques-uns des autres étaient occupés à ce travail de menuiserie, je préparai de mon côté l'emplacement du moteur, qui devait reposer sur une plate-forme en ciment armé. Lorsque nous plaçâmes le moteur de l'« édifice » qui devait constituer la nouvelle station radiotélégraphique « LRT », nous n'eûmes pas la peine de le couronner de branchages végétaux ainsi qu'ont coutume de le faire les maçons de chez nous... toute végétation étant inexistante aux Orcades.

La figure 1 donne le plan de la station, la « Maison de la radio », ainsi que nous l'appelions. Dans l'une des deux pièces, furent installés le moteur à pétrole, le tableau de charge et les accumulateurs de réception ; dans l'autre, l'émetteur, le tableau de distribution, les récepteurs, la dynamo

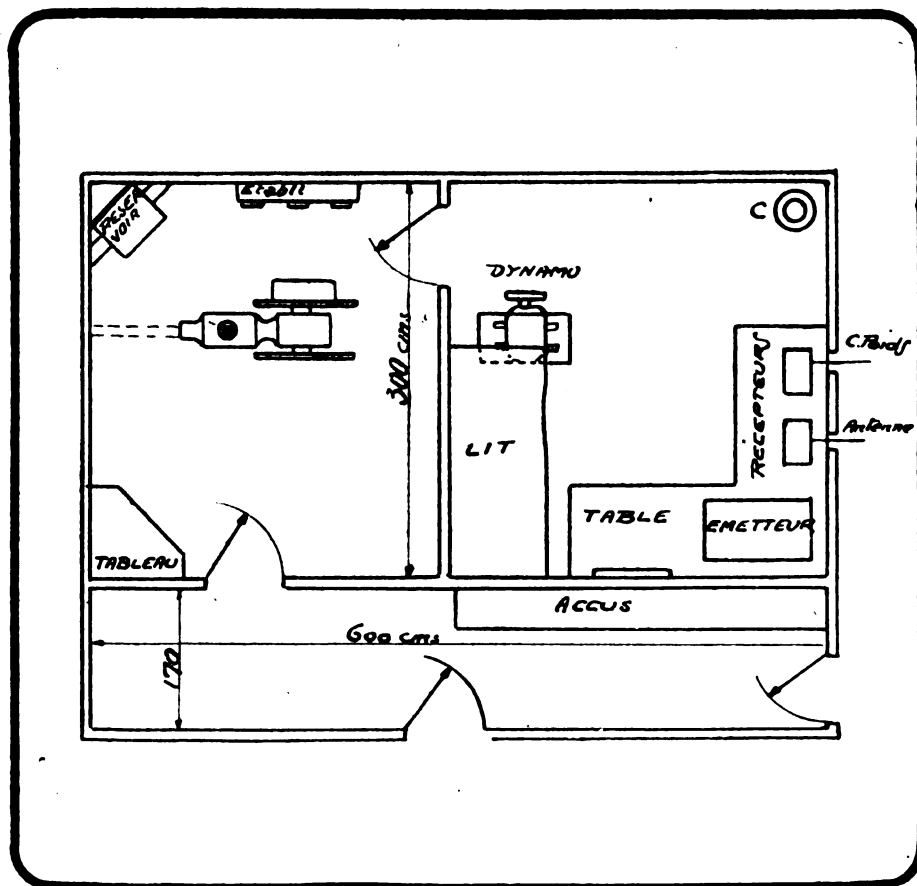


Fig. 1

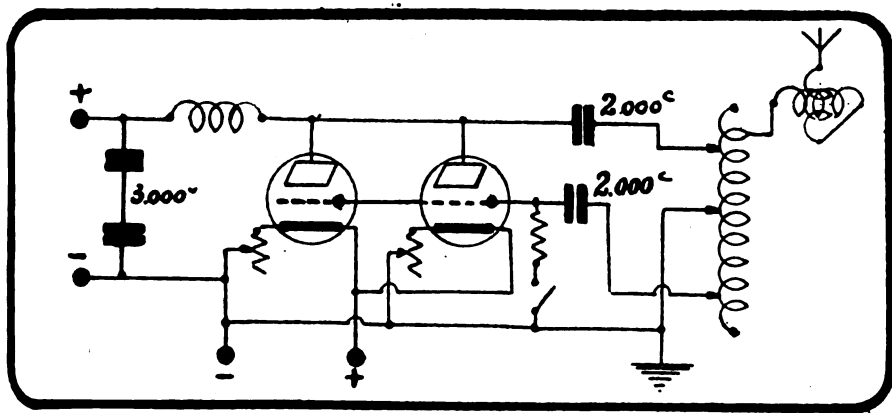


Fig. 2

110 volts et le groupe générateur pour l'émetteur. La batterie de 110 volts, 100 ampères fut placée dans le corridor donnant accès à ces deux pièces. Bien que, pour des climats aussi froids, les moteurs à refroidissement par air fussent tout indiqués, je disposais d'un 5-7 CV. à circulation d'eau qui nécessitait des soins particuliers, le réfrigérant à l'état liquide étant une chose rare aux Orcades. De plus, la vapeur d'eau se condensait immédiatement sur les objets métalliques avoisinants, ce qui risquait de les détériorer. La dynamo à haute tension devait particulièrement être protégée contre ces dépôts de givre.

Une surprise désagréable m'était réservée lorsque je commençai les premiers essais : le moteur et sa bas dansaient d'une manière effrénée, bien que cette dernière eût été constituée par un socle en ciment armé de bonnes dimensions. Il fallut moins de temps pour en déterminer la cause que pour y porter un remède efficace : le sol s'étant peu à peu dégelé sous l'effet combiné de la pression, des vibrations et de l'élévation de température, avait perdu sa consistance primitive. Il me restait heureusement un tonneau de ciment, qui me permit de faire des amarrages aux angles du moteur et des dynamos.

La batterie d'accumulateurs était destinée à l'éclairage de l'habitation et aussi à l'alimentation des appareils en cas de secours. L'acide nécessaire avait été préparé à Buenos-Aires en prévision des basses températures. Je constatai seulement que la densité avait baissé (1,05 à 1,1 au lieu de 1,2 à 1,25). Peu de chose à dire sur ces batteries, sinon qu'il m'arriva parfois de voir l'électrolyte gelé à la partie supérieure des éléments. Dans ce

cas, le rendement diminuait alors qu'augmentait fortement la tendance à la sulfatation. Cet inconvénient fut évité en partie en ajoutant à la solution un peu de soude ou de sels de

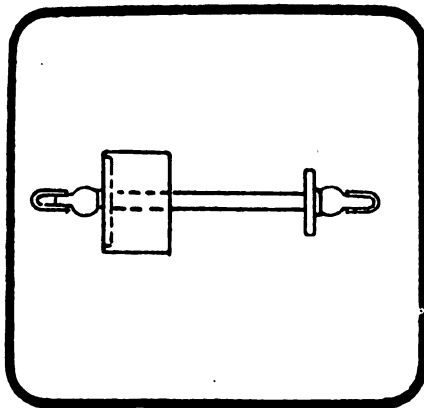


Fig. 3

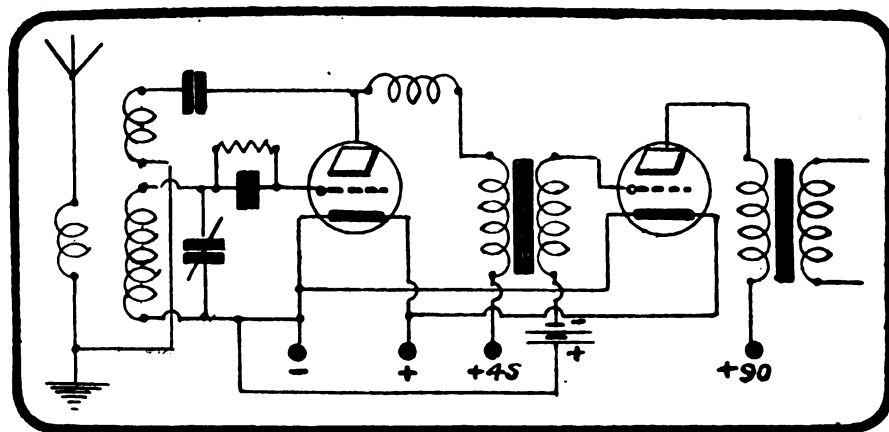
soude (carbonate) $\text{CO} \cdot \text{Na}^2$, sulfate, $\text{SO} \cdot \text{Na}^2$.

L'émetteur que j'installai sans la moindre peine a une puissance de 1 kilowatt ; il est couplé directement à

l'antenne (fig. 2) et fut réalisé par les ateliers du Service des communications navales. Il utilise deux lampes RS. 18 de 500 watts chacune, avec 3.000 volts sur la plaque et 16 au filament.

Le groupe moteur générateur de haute tension est un lieta. Ainsi, à l'exception des lampes, l'installation émettrice fut entièrement montée en Argentine. La manipulation sur grille s'effectue à l'aide d'un relais et l'émission peut se faire sur cinq longueurs d'ondes différentes. Celle utilisée normalement est de 1.500 mètres, mais le réglage est possible entre 900 et 1.600 mètres. Les résultats eussent été difficilement meilleurs à mon avis avec n'importe quel autre appareil similaire : les communications avec Ushuaia furent toujours normales et, dans certaines circonstances, il me fut possible de travailler directement avec Darsena Norte LIH et Buenos-Aires LIA. Malgré la longueur d'onde, relativement élevée pour couvrir des distances aussi considérables avec une puissance relativement réduite, je crois que nous aurions pu être en liaison tous les jours avec l'une de ces deux stations, si leur trafic privé et officiel leur avait permis de disposer de quelques instants à une heure déterminée pour nous écouter et prendre nos messages météorologiques.

Il m'est impossible de décrire l'émotion immense que j'éprouvai lorsque j'eus la preuve que mes signaux étaient entendus à Ushuaia, après les premiers appels que je tentai dès le dernier coup de tournevis donné ! J'avais bien fait quelques essais de réception dans un canot qui s'était éloigné de 2 ou 3 kilomètres de la côte ; mais



[Fig. 4. — Récepteur pour ondes longues.

ce contrôle ne m'avait rassuré que très imparfaitement.

Les autres essais furent aussi concluants que le premier : LIK Ushuaia signalait que les signaux étaient excellents. Toutefois, deux jours plus tard, le correspondant remarquait que mes émissions s'affaiblissaient, et, effectivement, sur onde de 1.000 mètres, l'intensité d'antenne était tombée de 9 à 2 ampères. En vue d'obtenir une légère amélioration sans toucher aux

Il convient de savoir que, dans les conditions dans lesquelles nous nous trouvions, la glace peut se déposer sous deux formes distinctes : une glace dure, lisse et compacte, occasionnée par des températures de -1 à -6 degrés : c'est une sorte de cristal consistant et pesant qui charge beaucoup l'antenne, atteignant parfois une épaisseur de 3 centimètres et habituellement de 1 à 2 centimètres. La température des couches supérieures

détachent rapidement si la température s'élève et n'ont pas une grande consistance.

Souvent, la glace se dépose à la fois sous ces deux aspects et crée des pertes importantes qui font baisser sérieusement l'intensité de réception. Aux Orcades, la glace dure est fréquente en automne et au printemps, et la glace en aigrettes en hiver. Ces deux phénomènes présentant un obstacle sérieux et permanent pour les communications par sans fil, je cherchai différentes solutions au problème et, à cet effet, effectuai un grand nombre d'essais.

J'acquis tout d'abord la certitude que seule la glace accumulée sur les isolateurs s'opposait à la bonne oscillation de l'émetteur. On peut prétendre que la glace d'eau pure — ou, pour créer un qualificatif nouveau, atmosphérique — est un bon isolant; cela est exact pour les basses tensions, mais pour la haute fréquence la glace est en fait un isolant déplorable qui suffit pour mettre pratiquement l'antenne à la terre.

Dans le cas de la glace dure et pour des antennes moyennes, on peut recouvrir tous les isolateurs de manchons cylindriques (ainsi qu'il est indiqué par la figure 3) qui recouvrent environ la moitié de l'isolateur. Ce procédé me donna peu de satisfaction : l'amélioration était nette certains jours, mais l'ensemble offre une grande prise au vent et la partie extérieure du cylindre se recouvre d'une couche épaisse de glace. Le seul remède efficace consiste à nettoyer les fils et surtout les isolateurs avant chaque communication et à ne tenter aucune liaison avant que l'intensité d'antenne soit jugée satisfaisante.

Mes compagnons et moi-même dûmes ainsi faire preuve d'une grande dose de patience. Par n'importe quel temps, notre premier souci était de descendre, nettoyer et remonter l'antenne. Si nous laissions accumuler la glace, nous courions le risque de voir notre aérion emporté par quelque rafale, ce qui nous arriva cinq fois.

Le récepteur pour ondes longues utilisé aux Orcades est un circuit direct à trois lampes : une détectrice et deux amplificatrices B. F. Pour l'écoute de broadcastings avec plusieurs casques un étage supplémentaire B. F. était ajouté pour obtenir un plus grand

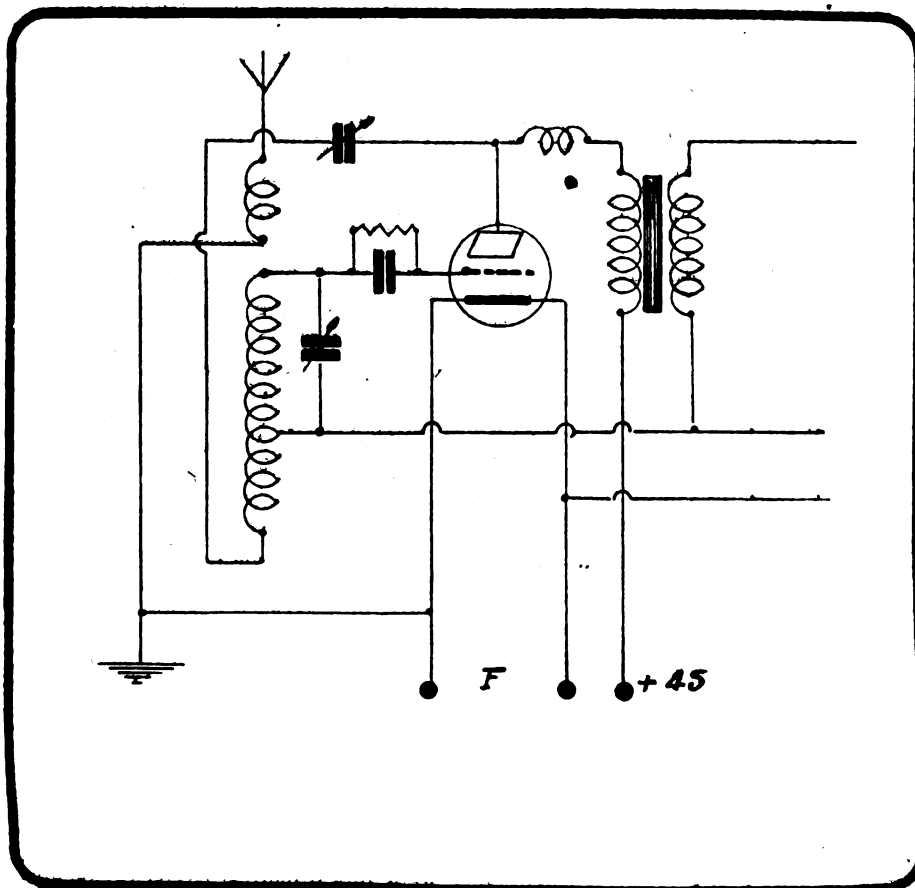


Fig. 5. — Récepteur pour ondes courtes.

différentes valeurs du circuit, il était nécessaire de coupler plus fortement la grille, ce qui aurait occasionné une augmentation du courant de plaque et un échauffement exagéré de celle-ci. Je vérifiai soigneusement l'émetteur jusqu'à me convaincre que le défaut ne lui était pas imputable, mais devait être recherché dans l'aérien. Etant sorti pour me rendre compte, je fus surpris de constater l'énorme quantité de glace accumulée sur les fils et les isolateurs. Je savais bien que, dans ces conditions, l'émission devenait moins efficace, mais je ne pensais pas que l'effet s'en fit sentir si rapidement.

étant plus basse, la pluie ou bruine entrant en contact avec les fils gèle immédiatement. Il se forme une gaine glacée dont l'épaisseur augmente progressivement, tant que dure la pluie ou l'humidité ambiante. Cette gaine atteint parfois une épaisseur telle qu'elle provoque la rupture des fils, ce qui nous arriva plusieurs fois.

Une autre sorte de glace, dite en aigrettes, est formée par les cristaux de glace qui, en suspension dans l'air, viennent en contact avec les fils dès que le vent souffle légèrement. Ces aigrettes, d'un volume assez grand, ne se forment pas par grand vent, se

volume de sons. Plusieurs essais de réception sur ondes longues confirmèrent l'efficacité de ce circuit, qui fut aussi utilisé avec le couplage indirect pour une gamme de 200 à 3.000 mètres. La réception sur ondes courtes était assurée par un circuit presque semblable, sur lequel je reviendrai par la suite.

Je dois tout d'abord signaler l'extrême facilité de réception de toutes ondes avec les récepteurs décrits. Sur la gamme 200-3.000, j'entendais les stations sud-américaines avec une bonne intensité, cette dernière étant toutefois nettement meilleure la nuit que le jour. Les broadcastings argentins, inaudibles en plein jour, étaient à peine perceptibles le soir et reçus de façon très intense la nuit, aussi fort qu'à Buenos-Aires, sur deux lampes (une détectrice et une B. F.). Comme partout, l'intensité de réception variait suivant la station et la saison : bonne en hiver, elle était mauvaise en été et de plus affectée de grandes variations.

Le dépôt de glace sur les isolateurs ne paraissait pas affecter la réception, à tel point que les broadcastings de la capitale étaient reçus avec un fil posé à même le sol en guise d'antenne. Le grand ennemi était la bourrasque de neige, les jours où celle-ci était soulevée par un vent très violent, ce qui produisait dans les téléphones des

crépitements insupportables. Durant les mois d'été (novembre à février), ce phénomène ne se produisait pas.

Sur ondes courtes, la réception a été excellente, restriction faite des inconvénients signalés plus haut, mais avec cette différence que la limite n'était pratiquement jamais atteinte : toutes les parties du monde étaient reçues. En hiver principalement, je pouvais compter sur une réception pendant 100 % du temps, soit vingt-quatre heures par jour ! Il n'en était pas ainsi en novembre, décembre et janvier, surtout en décembre, où je ne recevais que de 15 heures jusqu'à 8 ou 9 heures (heure des Orcades).

Les décharges atmosphériques opposaient aussi une gêne sérieuse aux réceptions. A partir de 18 heures jusqu'à 4 heures du matin, le phénomène est à ce point persistant qu'il peut être assimilé à une seule décharge continue ; je n'ai pas noté un seul jour qui n'en fût affecté. C'est grâce à l'intensité de réception nocturne que nous avons pu toutefois entendre la voix des nôtres.

J'ai pu constater que les décharges atmosphériques augmentent :

Lorsqu'il y a une tourmente magnétique enregistrée par les appareils de l'observatoire ;

Pendant les fortes bourrasques de neige ;

Par très grand vent soulevant la neige (130 kilomètres à l'heure environ).

Ces décharges atmosphériques, fortes en septembre, sont continues jusqu'en mars ou à la moitié d'avril. La réception est alors plus faible que de coutume.

Les décharges diminuent :

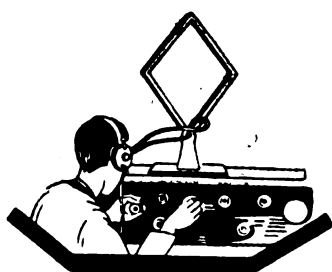
D'avril jusqu'à la fin d'août ;

Au lever du soleil ;

Lorsqu'il n'y a pas de tourmente magnétique.

Pendant ces mois, la réception augmente (presque 100 % des mois antérieurs). Il est à noter que parfois on observe une étincelle de 1 centimètre environ à la rupture de l'antenne, sans que la réception soit bien troublée ; par contre, les perturbations sont grandes durant les tourmentes magnétiques, alors que l'antenne n'est aucunement chargée. L'origine de ces perturbations doit être attribuée au magnétisme terrestre.

Malgré tous ces inconvénients, les communications sur ondes longues peuvent être effectuées journellement avec Buenos-Aires ; toutefois, les avantages que présentent les ondes courtes sont nombreux, et, dans le but de les déterminer, mon remplaçant emporte cette année un émetteur de 500 watts pour l'utiliser sur la longueur d'onde qui lui paraîtra la plus convenable.



RECHERCHES ET ESSAIS SUR LES LAMPES DE T. S. F.

(Suite)

par A. KIRILOFF, Ingénieur Radio E. S. E.

■ ■ ■ ■ ■

CHAPITRE III

A PRÈS avoir étudié la question de l'installation du laboratoire, de même que la méthode industrielle fondamentale pour l'essai des lampes : méthode statique et en oscillation, nous devons voir de près la question des recherches de lampes. Nous avons déjà noté le rôle important que les essais jouent dans la fabrication des lampes, de même que nous avons déjà dit à quel point est important dans la construction de nouvelles lampes échantillons, le problème des recherches. Dans les laboratoires scienti-

fiques, cette question est très étudiée et une grande attention y est attachée dans chaque cas spécial, demandant de sérieux travaux de préparations et de sérieuses études, mais, dans la technique industrielle ordinaire de la fabrication des lampes, les recherches sont sujettes au hasard et les expériences sont souvent faites à tâtons, car il n'existe pas de théorie bien fixée pour les recherches. Il est bien entendu que l'élaboration d'une telle théorie pour les recherches rencontre toute une série de sérieuses difficultés — l'on ne possède pas de données suffisantes résultant des expériences déjà faites, l'on manque de

synthèses ; d'autre part, l'étude de différentes parties de la question n'éclaire pas suffisamment le problème entier, ce qui est pourtant nécessaire pour tirer les conclusions utiles. Nous ne nous arrêterons pas ici sur des cas séparés et spéciaux, nous ne désirons guère donner la

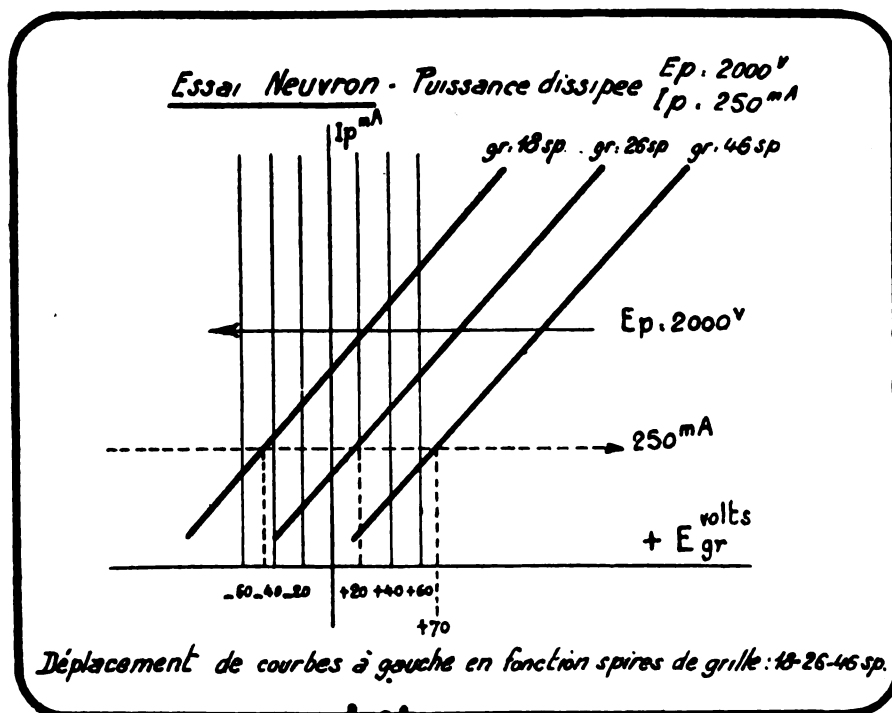


Fig. 49 a.

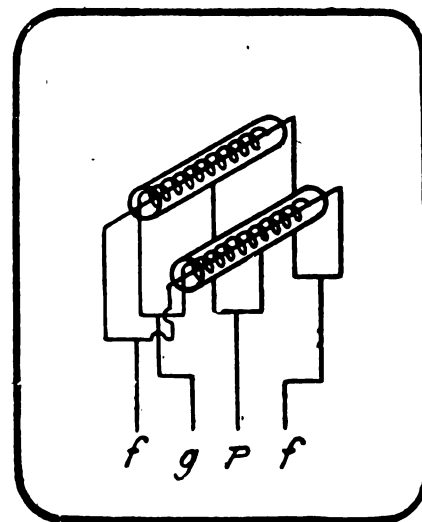


Fig. 50.

théorie des recherches ; notre but est de tirer une synthèse qui soit le résultat des expériences de laboratoire et des remarques faites dans ce domaine, ainsi que passer en revue les recherches et les conquêtes réalisées dans différentes sections : lampes de réception, lampes d'émission, lampes spéciales, etc... en marquant les perspectives et améliorations possibles.

La voie principale suivie par la technique des lampes T.S.F. pour ses recherches est la modification de la corrélation entre l'électrode des

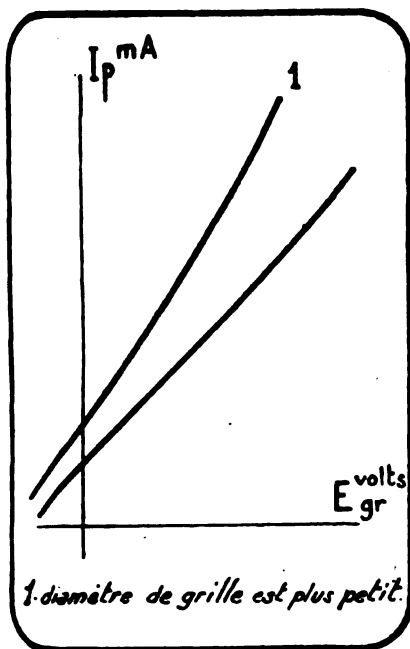


Fig. 51.

lampes en fonction de la modification de K , ρ , a , de même que l'étude pratique de ces nouvelles corrélations dans leur application aux nouveaux montages ; il faut trouver les constantes de nouvelles lampes sur la base de constantes de montages de réception ou d'émission donnés.

Une série d'expériences et d'essais permettent de tirer certaines conclusions et d'élaborer la dépendance fonctionnelle de la lampe dans ce sens.

Etudions ρ , k , a .

Avant tout, ainsi qu'il est possible de le remarquer, la résistance interne dépend du diamètre de la plaque ; plus la plaque d est petite, plus ρ est petit. Il existe pourtant une limite minima de résistance interne de lampe lors de la modification du diamètre de la plaque, et qui peut être déterminée sur la distance minima entre les fil, grille et plaque. Ainsi, par exemple pour la petite lampe du type CL 162, cette limite est établie $\rho = 10-15.000$ -. En plaçant la plaque en $\parallel$ il est possible d'abaisser cette limite jusqu'à 9.000- ; en plaçant 2 grilles en $\parallel$ l'on parvient à abaisser cette limite jusqu'à 12.000- (env.). En prenant un filament plus puissant (ampérage plus grand), il se produit, avec toutes autres conditions égales, une diminution de la résistance, car il est provoqué avec filament puissant, un plus grand flux d'électrons (I_p). Il est également possible de modifier la résistance interne en modifiant le nombre de spires de la grille ; ceci s'explique par le fait que la grille retient un plus grand nombre d'électrons. La même chose se produit lors de l'augmentation du diamètre du fil de grille. Cette dépendance fonctionnelle entre la résistance interne de la lampe et le nombre de spires de grille est très visible pour la lampe Neuvron (voir fig. 49a) : les courbes, à V_p et I_p égaux, et diminution du nombre de spires, se déplacent vers la gauche, ce qui

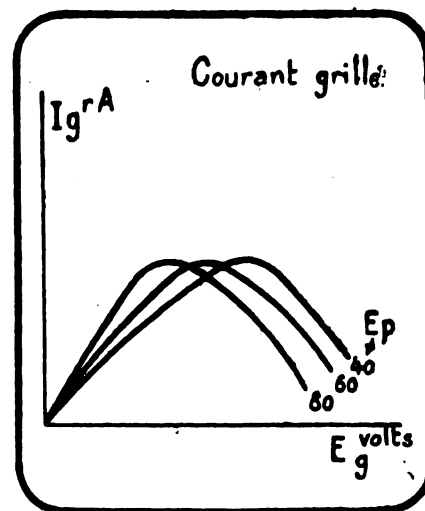


Fig. 53.

démontre bien une diminution de la résistance interne.

Il est également possible de diminuer la résistance interne en augmentant la longueur de la plaque. Il faut dire que ces temps derniers, dans le but de diminuer la résistance, l'on a placé deux plaques en $\parallel$, ce qui abaisse la résistance générale (fig. 50). De même nous voyons souvent, à présent, augmenter la surface émissive du filament, en plaçant plusieurs filaments en $\parallel$ (2 ou 3) toujours dans le même but d'abaisser la résistance interne ; but auquel on parvient de même en augmentant la longueur du filament. La résistance interne peut également être modifiée en changeant le vide de lampe, il est clair qu'avec un vide très poussé, la lampe possèdera une résistance plus grande qu'une lampe à vide moins poussé (de là les lampes molles, à petite résistance, et les lampes dures, à grande

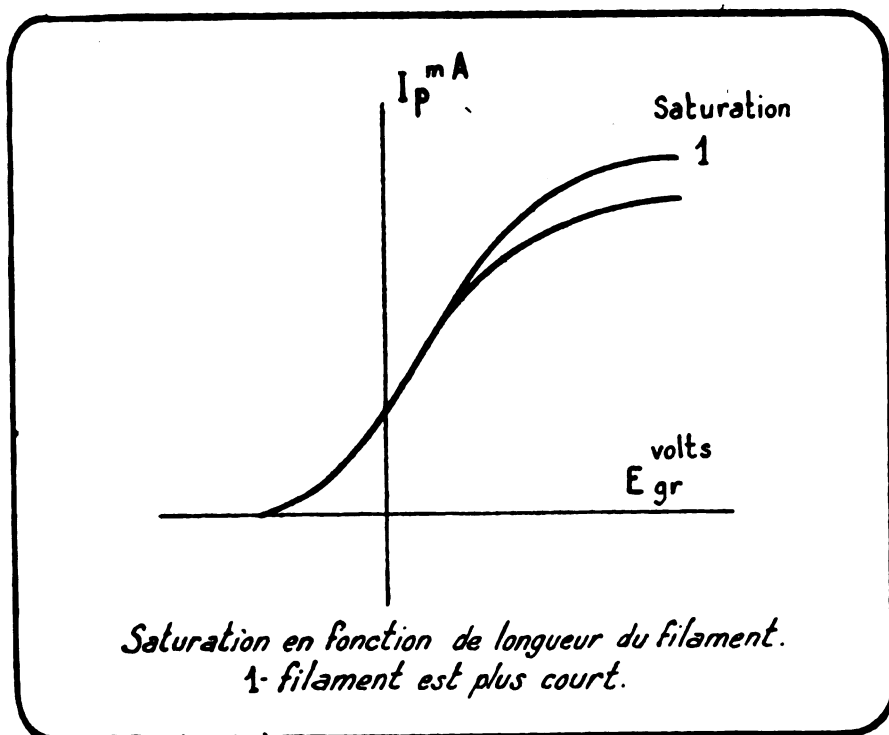


Fig. 52.

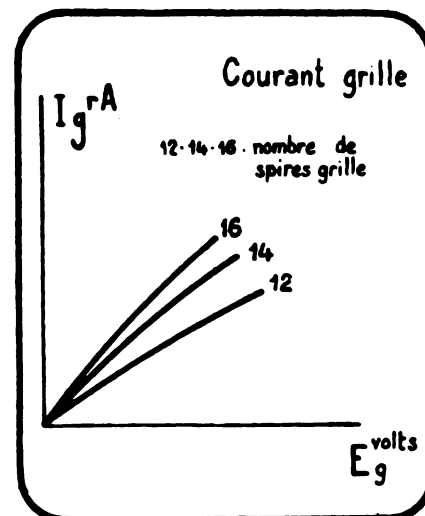


Fig. 54.

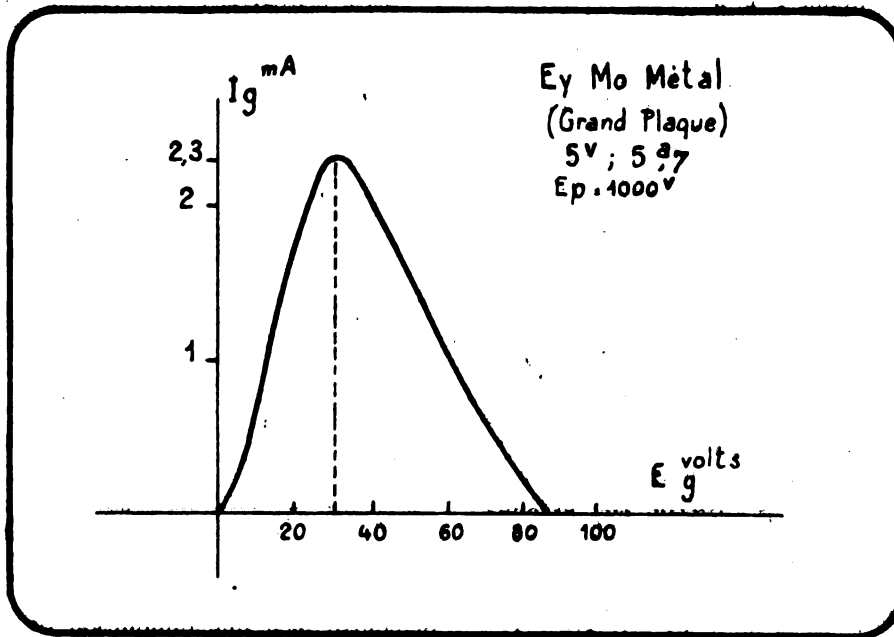


Fig. 55.

résistance). Il est donc possible, en modifiant les dimensions de la plaque de la grille et le vide de la lampe d'obtenir telle ou telle autre résistance interne.

La modification des autres constantes de lampe (K et α) peut facilement être prévue en employant la formule $K = \rho a$. Il est bien compréhensible qu'en augmentant ρ , nous augmentons également K ; toutefois, il n'est pas toujours possible de déterminer la fonction de cette augmentation: ρ augmente parfois non proportionnellement à K . Dans certains cas $\frac{K}{\rho} = \alpha$ demeure constant, ce que nous

remarquons, par exemple, lors de la modification de la résistance interne à l'aide du changement du nombre de spires de la grille. Il existe plusieurs possibilités pour l'étude de l'augmentation de la pente et en particulier l'augmentation de la pente est constatée si l'on diminue le diamètre de la grille; dans ce cas nous remarquons un effet de neutralisation de la charge d'espace de lampe plus marqué. Le courant P augmente par conséquent plus rapidement, en fonction E_{gr} , fournissant une pente plus forte (fig. 51). La recherche des grandes pentes est d'une grande importance à présent, alors que

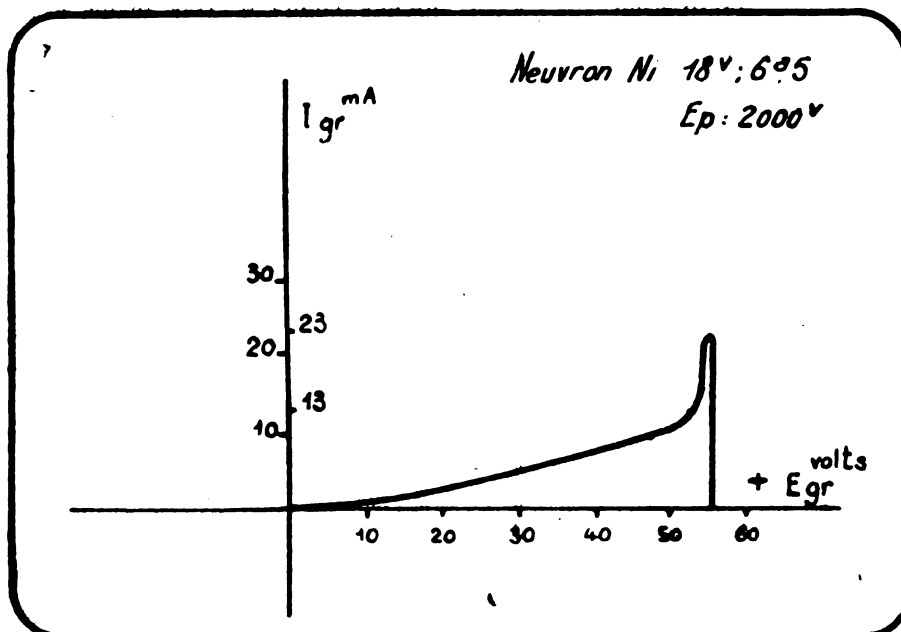


Fig. 56.

toute une série de lampes à grandes pentes a été lancée sur le marché (de l'ordre 1,5-2,5 mA/v.). Ainsi que nous l'avons déjà dit, la grande pente est obtenue, d'une part, en diminuant le d grille, et d'autre part en diminuant la résistance interne de la lampe, en employant la méthode que nous donnons ici-même. Le rôle le plus important dans le problème de l'augmentation de la pente est joué par la surface du filament, placement du filament en $\parallel$, filament de grande longueur, de même que filament spécial de

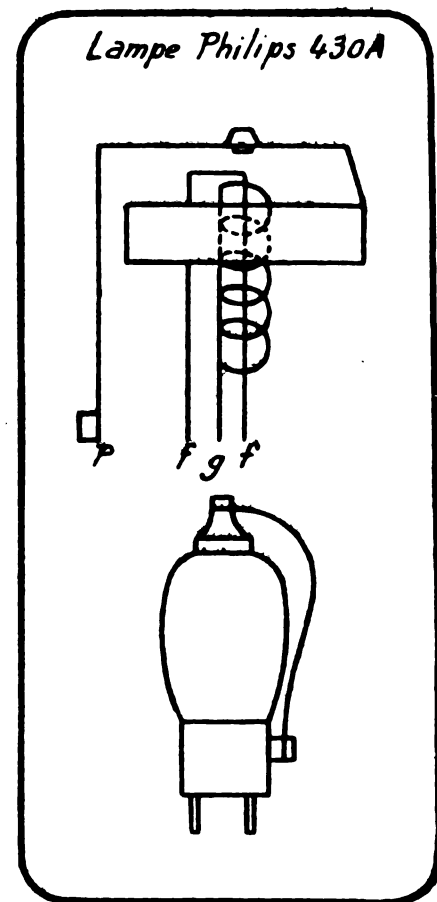


Fig. 57.

grande émission (Ba), etc. Ainsi par exemple dans le but d'augmenter α (pente) de la lampe CL 162 fil thorié et de diminuer, par conséquent, ρ , l'on est parvenu, avec différentes combinaisons, à obtenir une pente de l'ordre 0,54-0,5 (avec résistance interne entre 9.000 et 13.000 Ω). D'autre part, avec données égales, mais fil à oxyde de baryum, l'on obtenait $\alpha = 0$ mA/v. 8 avec résistance interne de l'ordre de 6500 Ω . Dans certains cas, le placement de gaz inerte dans l'ampoule accuse également une augmentation de la pente de lampe. Cette question de l'influence des agents chimiques

n'est encore que peu étudiée et les recherches dans cette voie peuvent être très intéressantes. L'étude de ce domaine est du reste de grande importance pour la saturation de lampe. Les expériences ont démontré que la saturation dépend de la résistance interne; la longueur du filament joue ici un rôle non moins important, la diminution de la longueur du filament augmente la saturation (fig. 52).

En ce qui concerne le placement de gaz inertes dans l'ampoule (argon,

des petites et grandes lampes accuse une allure du courant grille du type de la figure 53. La modification de $I_{gr} \mu A$ par le nombre de spires de grille est souvent déterminée ainsi que le démontre la fig. 54. L'étude des courbes de la fig. 55 permet de constater que la chute du courant grille est moins brusque dans certaines lampes que, par exemple, dans la lampe Neuvron (type émission). Les courbes $I_{gr} \mu A = f(E_{gr} v.)$ possédant une chute rapide, ont l'aspect de la figure 56 tandis que pour la lampe

lons du type universel; ainsi en France, par exemple : Radiotechnique R. 36 (micro), et Métal micro universel.

Leur caractéristique approximative est :

Chauffage : 3 v. 2 : 3 v. 8 ; 0 a. 06
Tension plaque : 40-80 v.
Courant saturation : 10 mA (env.)
 $K = 9-12$
 $\rho = 25 - 35.000^-$
 $a = 0 \text{ mAv. } 45$

Les défauts de l'utilisation d'une telle lampe pour H. F. se sont toutefois bientôt fait sentir. Les premiers sérieux et grands défauts sont : un coefficient d'amplification insuffisant (généralement = 9-12), ρ assez basse (30.000-) (résistance interne), ρ et une grande capacité grille-plaque (de l'ordre 10-20 μF) (1). Ceci empêchait en H. F. une grande amplification, une bonne sélectivité et motivait souvent un phénomène nuisible d'accrochage de lampe. La nécessité s'est présentée d'obtenir des constructeurs des lampes possédant une grande K et ρ et une petite capacité grille-plaque. Ces temps derniers, la technique s'est élancée à pas de géant vers la construction de ces lampes à grands K ou ρ . Nous pouvons marquer le début de ces essais par la lampe Philips 430 A bien connue, possédant en moyenne :

$\rho = 180.000^-$
 $a = 0 \text{ mAv. } 2$; $K = 40$ v.
Ch. : 4 ; 0 a. 06

et surtout la A435, qui possède une capacité grille-plaque de 0,3 μF et fournit la caractéristique suivante

4 v. 0,06. p_l : 50-150 v. $K = 35$;
 $a = 1,2 \text{ mAv. } \rho = 29.000^-$.

Ces lampes ont une forme spéciale avec corne pour la plaque.

Pour la lampe 430A l'on obtient le ρ important grâce au grand diamètre de la plaque (voir fig. 57).

La Compagnie des lampes a, dans ce même sens, construit deux modèles de lampe, où ρ élevé est obtenu :

1° Grâce au grand diamètre de la plaque.

Lampe CL 64 C : 4 v. ; 0 a. 06,
 $\rho = 135.000^-$; $a = 0 \text{ mAv. } 19$; $K = 25$.

CL 501 : 1 v. 2 ; 0 a. 6 ; $\rho = 150.000^-$;
 $a = 0 \text{ mAv. } 12$; $K = 18$.

2° Grâce au grand nombre de spires de la grille (45 sp.).

CL 255 : 5 v. ; 0 a. 24 ; $\rho = 140.000^-$;
 $a = 0 \text{ mAv. } 42$; $K = 60$.

(1) Capacité gr-pl lampe Micro avec culot : 10-40 μF ; sans culot : 3-6 μF . Lampe Trio-tron : 1,5 μF .

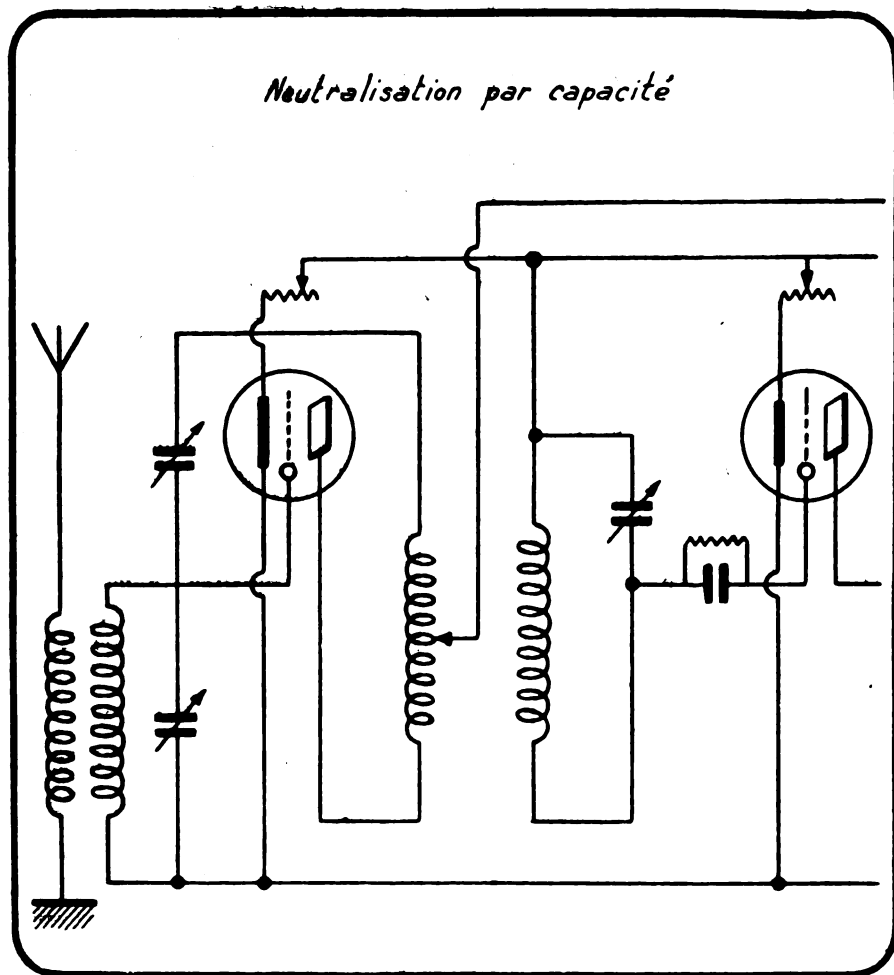


Fig. 58.

vapeur de mercure), nous remarquons qu'ils provoquent une augmentation de la saturation.

En donnant ces conclusions expérimentales qui ne font que noter légèrement certaines dépendances, nous désirons nous arrêter sur la détermination de la fonction du courant grille.

Cette région n'est absolument pas déterminée et les expériences ont démontré qu'il est très difficile d'élaborer la fonction entre la tension plaque et le courant grille. La majorité

du type E4 la chute est tranquille. Ces expériences sont toutefois entachées de contradictions, étant donné qu'elles ont été menées par des expérimentateurs différents et n'ont pas été entièrement terminées.

Lampes H. F.

Au début, il n'était employé pour H. F. qu'un seul type universel de lampe, également utilisable toutefois pour la détection et B. F. Des maisons différentes ont lancé ces lampes éta-

Intéressantes également les lampes de la Radiotechnique, qui a lancé :

RI 62 :	RI 63
3 v. 8; 0 a. 1	3 v. 8; 0 a. 07
K = 25	$\rho = 150.000^m$
$\rho = 25.000^m$	$a = 0 \text{ mAv. } 3$
$a = 1 \text{ mAv.}$	K = 45v.

Le savant anglais Robinson, dans le but de passer à un moyen de neutralisation plus facile, s'est arrêté sur la

de grandes lampes, utilisation grille spéciale (Triotron), enfin montages de lampes type A 430 et A 435 Philips. La difficulté principale que rencontre cet abaissement est le fait qu'il se forme entre la grille et la plaque un champ électrostatique, formant capacité entre les électrodes. Des installations spéciales ont été proposées par différents savants s'intéressant à l'étude de la possibilité d'éloignement

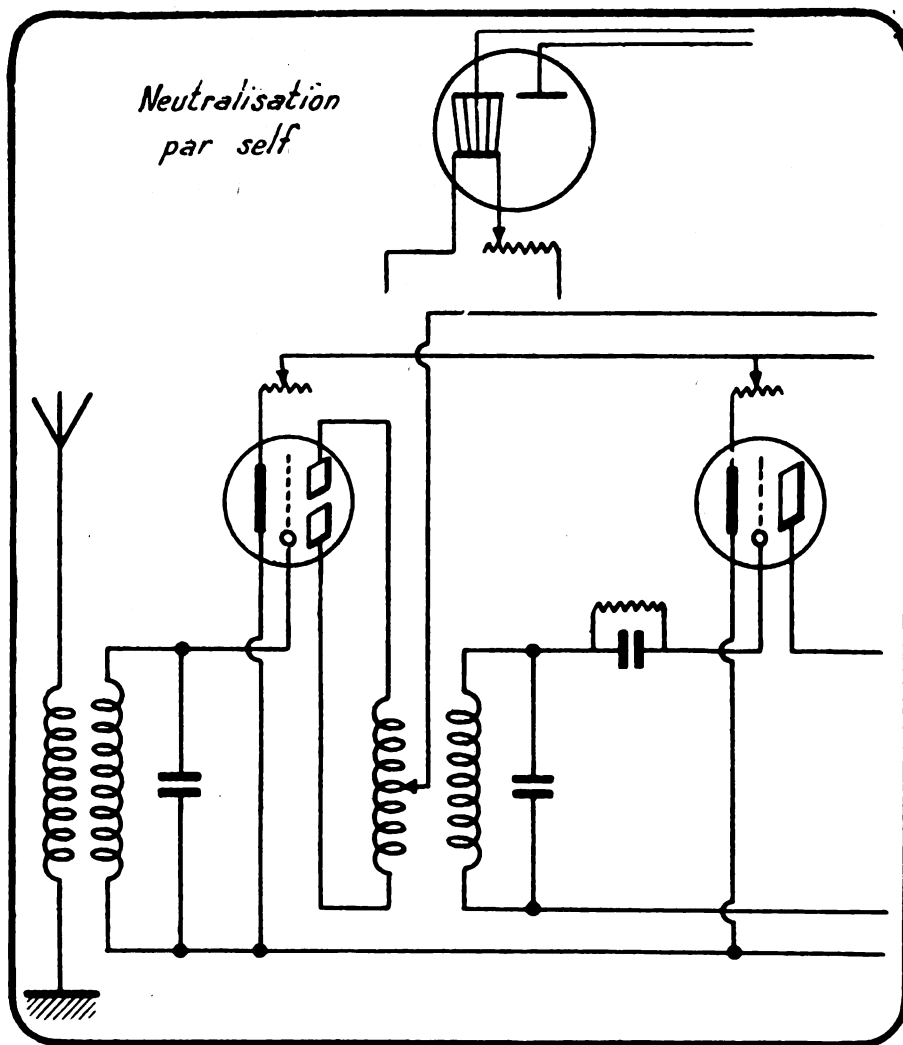


Fig. 59.

neutralisation par self, et a pour cela construit une lampe spéciale à 2 plaques (voir fig. 59). Il est toutefois nécessaire d'avouer que les schémas de neutralisation ne donnent pas des résultats suffisants, étant donné que leur réglage est très difficile, sinon, parfois, complètement impossible. En ce qui concerne les modifications dans la construction des lampes, nous venons de remarquer que malgré les dernières et avantageuses améliorations, il n'a été possible d'abaisser la capacité grille-plaque que jusqu'à $0,3 \mu\text{F}$ (montages à corne, montages

de ce champ électrostatique. Les travaux et recherches les plus intéressants dans ce sens sont ceux de Schottsky en Allemagne et Hull en Amérique (G. E. C.), ainsi que les recherches de la Compagnie Marconi et Cossor en Angleterre et Philips en Hollande. Le principe de l'éloignement de ce champ électrostatique peut être ainsi résumé : il est placé entre la grille et la plaque une grille spéciale, nommée « screen grid », qui, tout en permettant aux électrons de passer, annule le champ électrostatique. Nous nous arrêterons spécialement aux résultats

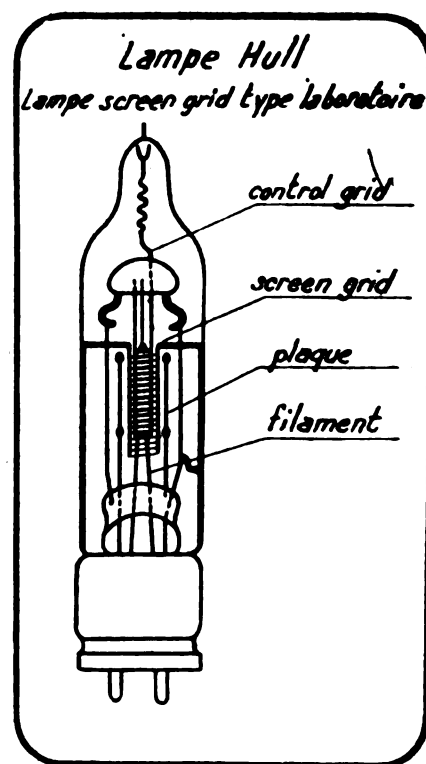


Fig. 60.

essentiels des recherches dans ce domaine : 1° lampes Hull : type de laboratoire et Radiotron U 222 (sont intéressantes également dans ce sens les Cunningham Tube CX 322 et screen grid tube d'émission 75-750- G.E.C.); 2° lampes Marconi S 625; 3° lampe Philips A 442 et Cossor type S. G. 210.

1° LAMPES HULL

Lampe screen grid type laboratoire.

L'aspect général de cette lampe est donné à la figure 60.

A l'aide d'une pareille screen grid

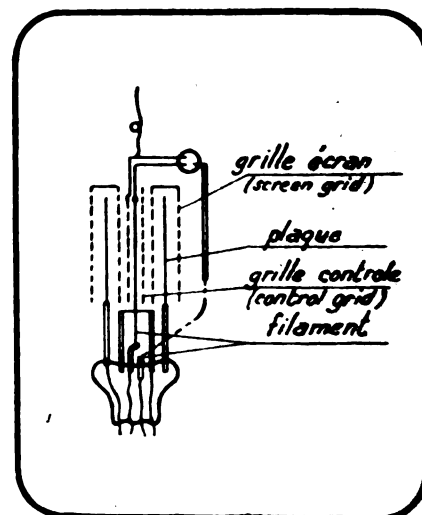
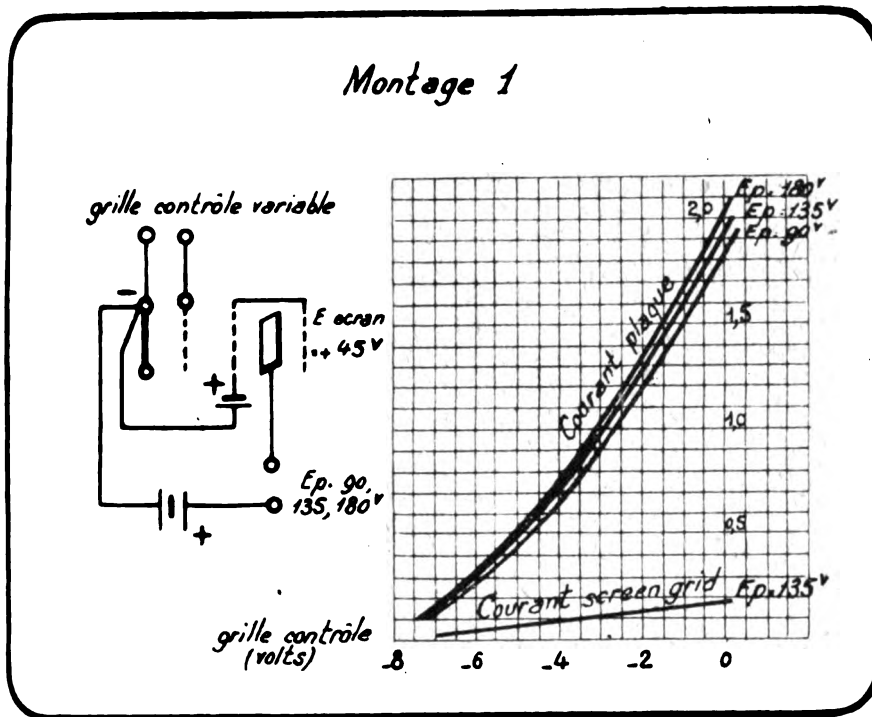


Fig. 61.



Hull est parvenu à obtenir, dans sa lampe, une capacité entre grille et plaque de $0,0278 \mu\text{F}$; de sorte que dans la lampe de Hull cette capacité est près de 500 fois moindre que la capacité grille-plaque des lampes ordinaires ($10-15 \mu\text{F}$). La plaque d'une telle lampe se trouve sous 110 v. et screen grid sous 60 v. A l'aide de cette lampe l'on peut obtenir pour 1 étage une amplification de 200 pour λ de 6.000m et pour λ de 300m $K = 40-45$. En plaçant 2 lampes en cascade l'amplification = 1700 et avec 3 lampes = 75.000. A pareille fréquence, la lampe ordinaire ne peut fournir au maximum que $K = 15$ (par étage). En employant 5 lampes, nous pouvons obtenir une amplification de 20.000.000 ($K = 45$ par étage). Pour des fréquences très élevées ($\lambda = 30\text{m}$, par exemple) il est possible d'obtenir une amplification totale après 5 lampes de 10.000-15.000 ($K = 5-7$ par étage). Dans tous les cas, le phénomène de « feed back » d'énergie dont nous avons déjà parlé est insignifiant, mais, pour l'entière annulation de ce phénomène nuisible, il est nécessaire de prendre en considération les données ci-dessous :

1. Diminution d'inductance dans le circuit plaque.

2. Augmentation de résistance de lampe, qui peut être atteinte par l'augmentation de la tension de la plaque de lampe.

3. Choix de fréquence amplifiée.
4. Diminution des pertes dans les circuits du montage.

5. Cage contre le champ électrostatique entre plaque et grille et élimination de l'influence du champ magnétique entre le circuit des plaque et grille.

Une place intéressante aussi est

occupée parmi les screen grid tubes Hull par la Radiotron UX 222, qui bénéficie d'une extension de plus en plus grande. Le schéma fondamental de cette lampe, avec indication de la disposition des électrodes, est donné à la figure 61.

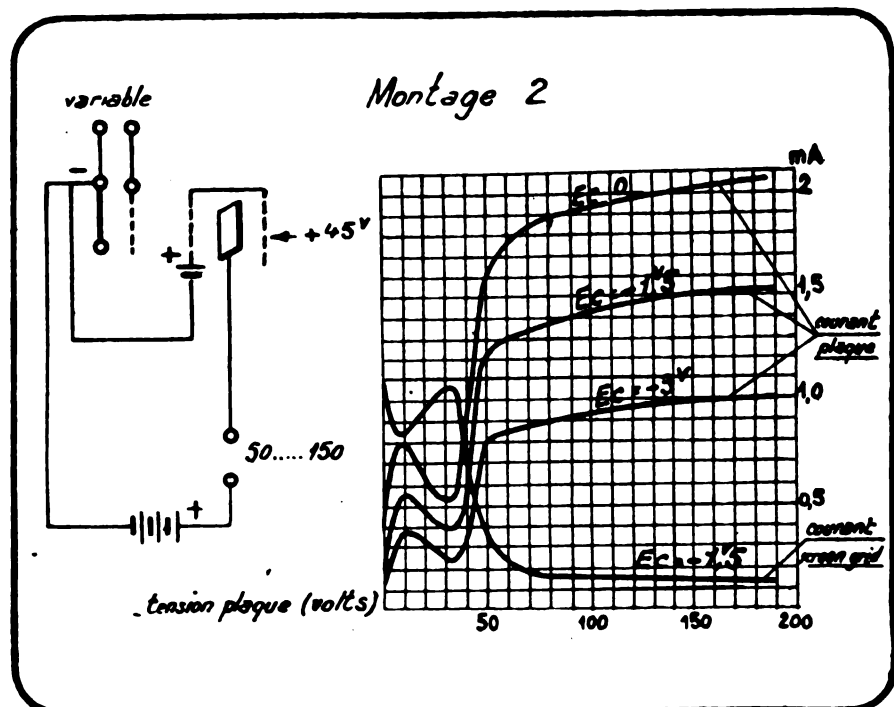
En comparant cette lampe à celle du premier type Hull, nous pouvons remarquer certaines différences : la grille écran, dans le but d'annuler l'influence extérieure possible du champ électrostatique, est réunie, au lieu du cylindre métallique, avec la grille, disposée autour de la plaque. Les essais exécutés pour déterminer la capacité grille-plaque ont donné pour la lampe $C = 0,02 \mu\text{F}$. La caractéristique essentielle de la lampe est :

$a = 0 \text{ mAv.}$ 35 avec tension plaque = + 135 v.; screen grid = + 45 v. (écran); grille intérieure = - 1 v. 5 (grille de contrôle).

$\rho = 850.000$ (pour élaborer ces constantes, il est nécessaire d'utiliser la méthode d'élaboration des constantes indiquée par nous au chapitre II).

$K = 300$ (amplification énorme).

Arrêtons-nous aux caractéristiques statiques des Radiotrons UX 222 et voyons la possibilité et les avantages de leur utilisation pour H. F. (ainsi que la possibilité de leur utilisation pour B. F.). Les figures 62, 63, 64 donnent les caractéristiques fondamentales ; y sont de même indiqués pour chaque cas les montages d'essai.



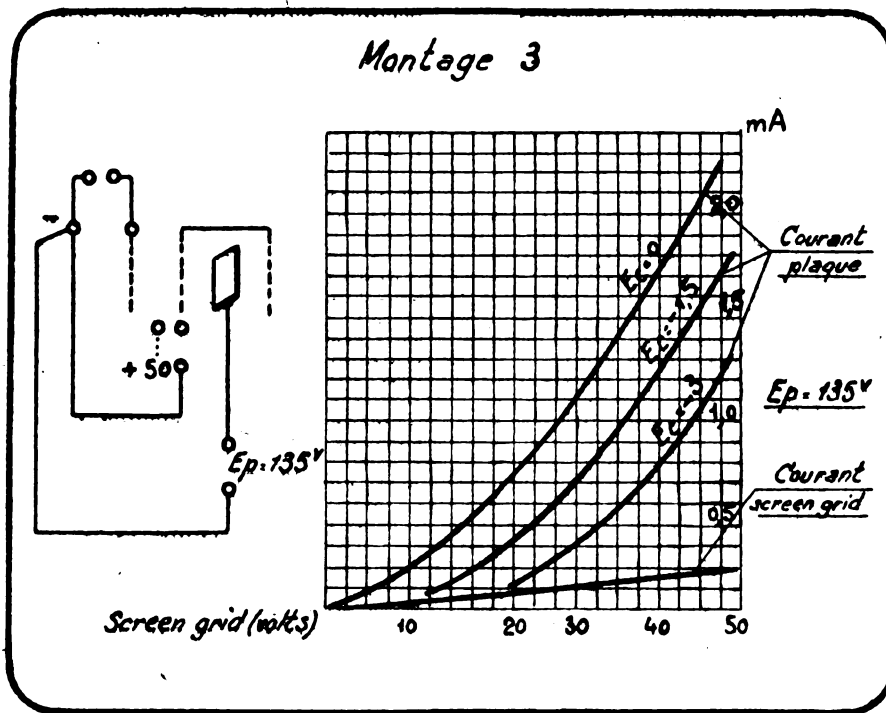


Fig. 64.

L'étude a démontré que le courant plaque dépend du voltage des 2 grilles et en comparant avec le courant plaque de la lampe à 3 électrodes, l'on remarque qu'avec toutes les autres conditions identiques, le total du courant screen grid et du courant plaque de la lampe screen grid sera égal au courant plaque d'une lampe ordinaire. Une différence intéressante de la lampe screen grid des autres lampes ordinaires est le fait que K et α ne dépendent nullement des dimensions géométriques des électrodes et, dans le cas seul où il n'existerait pas d'émission secondaire, K est déterminé en fonction du diamètre grille et plaque (Shirman). Très intéressantes les courbes qui permettent de suivre la variation de K et α en fonction de différentes dimensions (voir fig. 65).

En étudiant le fonctionnement de la lampe en screen grid pour les montages H. F., il est possible de noter d'une part l'amélioration de la sélectivité et de l'amplification et, d'autre part, la stabilisation du fonctionnement. La lampe exige toutefois pour son fonctionnement une grande résistance dans le montage (montage à résonance et résonance).

Il est possible de déterminer le voltage d'amplification à l'aide de :

$$A_v = \frac{K R_p}{r_p + R_p}$$

R_p = résistance extérieure (montage).

r_p = résistance interne de la lampe.

K = coefficient d'amplification.

Les expériences de contrôle pour la comparaison des tubes screen grid et des lampes à 3 électrodes ont

démontré que le voltage d'amplification est sensiblement supérieur pour les screen grid tubes que pour les lampes ordinaires.

Nous donnons ces courbes de contrôle, où il est possible de voir nettement cette grande supériorité d'amplification des screen grid tubes (courbes d'amplification) (voir fig. 66).

Cette vraiment grande amplification des screen grid tubes par comparaison aux lampes à trois électrodes, ainsi qu'une infime capacité grille-plaque sont l'avantage fondamental de ces lampes ; lampes ouvrant de grandes possibilités pour de nouvelles recherches et études pour la construction de postes de réception dans les circuits H. F. et B. F.

2° LAMPE SCREEN GRID MARCONI (S 625)

Nous donnons ici la description de l'une des lampes les plus intéressantes de cette série. Nous donnerons dans le prochain numéro (fig. 67) le principe de montage de cette lampe.

Ch. 6 v. ; 0 a. 295.

Anode, volts 120.

Grille de contrôle (intérieure) = 0 v.

Screen grid volts + 80 v.

$K = 110$.

$\rho = 175.000$.

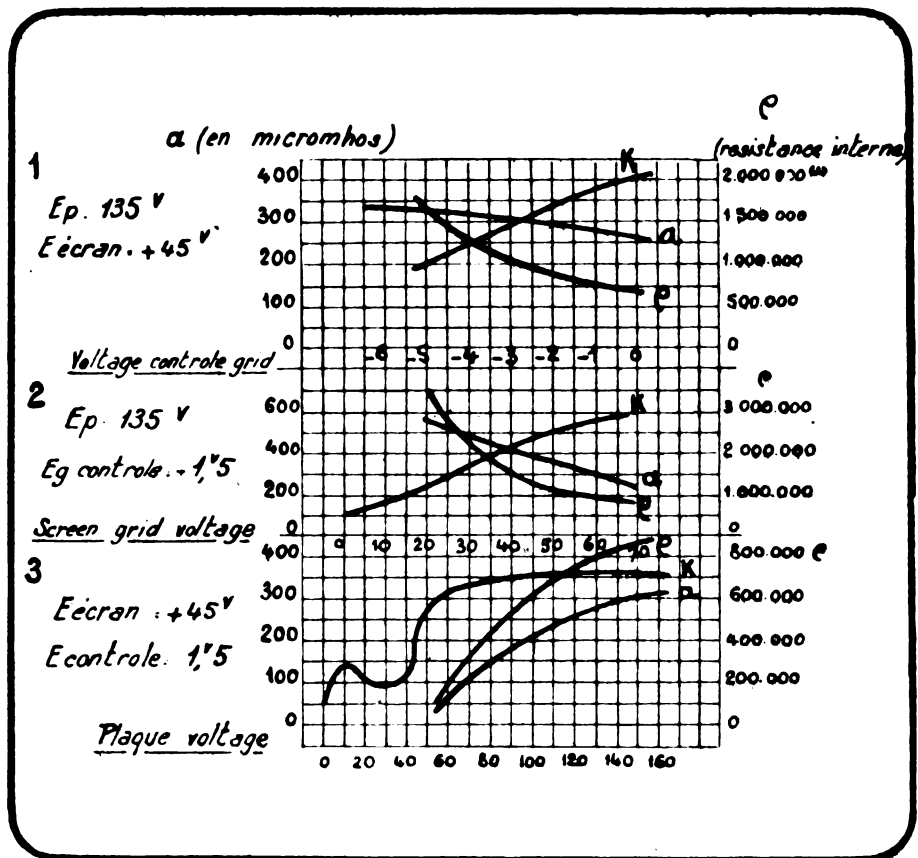


Fig. 65.

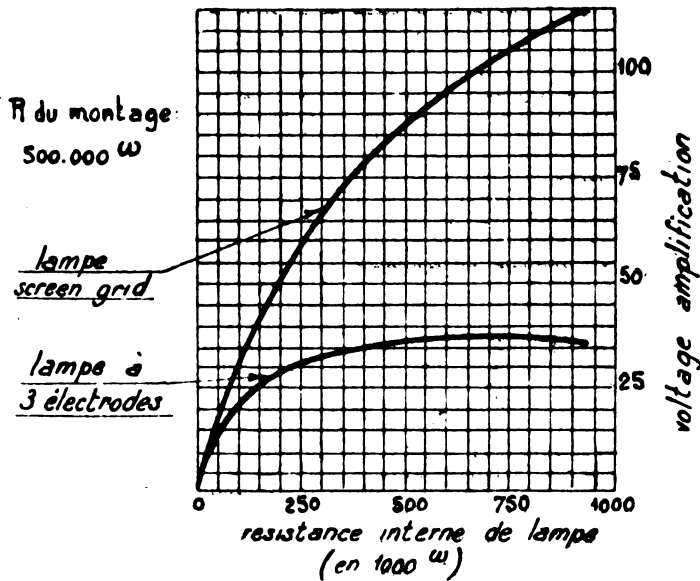


Fig. 66.

Cette lampe possède une courbe curieuse. Remarquons que K se trouve en fonction du voltage anode et est

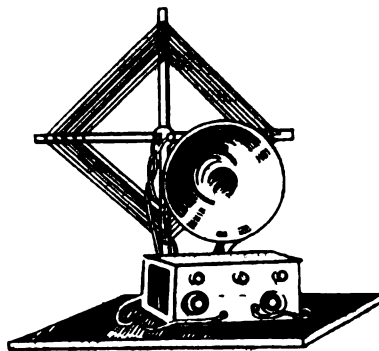
déterminé à l'aide d'une courbe que nous donnerons pour la lampe screen grid Cossor type S. g. 40.

En étudiant ces courbes spéciales il a été possible d'établir une analogie intéressante entre ces courbes pour lampe D. g. ordinaire. Il est apparu que la grille extérieure D. g. peut également jouer le rôle de screen grid, servant de shilding entre la grille intérieure et la plaque. Cet effet est toutefois très insignifiant et insuffisant.

3° LAMPES SCREEN GRID PHILIPS (A 442)

Très intéressante également dans cette série (screen grid tube) la lampe Philips Miniwatt A 442 pour amplification à haute fréquence. Sa caractéristique fondamentale est la suivante: Ch: 4 v.; ϕ a. 06; tension plaque = 50-150; tension screen grid (grille extérieure) = 25-75 v.; $K = 150$; $a = 1$ mAv. 0; $\rho = 150.000$; capacité grille-plaque = 0,01 μ F. Le principe de cette lampe est le même que celui des lampes Hull UX 222 et Marconi S625. Et l'installation d'un écran pour shilding complet de l'effet électrostatique entre grille et plaque, dans le but d'annuler la capacité parasite, est très intéressant.

(A suivre.)



LA NATURE DES OSCILLATIONS D'UN ÉMETTEUR A LAMPE

(Suite)

par G.-H. d'AILLY, docteur ès sciences

■ ■ ■ ■ ■

DANS le précédent numéro, nous avons vu que les solutions des x et des y , qui correspondent à la courbe fermée, sont des fonctions périodiques, et nous avons aussi donné une expression approximative de la période et de la pulsation des fonctions x et y . Ces expressions sont données par les formules (185) et (187), où les nombres λ et γ se trouvent entre 0 et 1. Bien que nous ne connaissions pas les valeurs de ces quantités, l'approximation de la période et de la pulsation est généralement très bonne à cause de la petite variation des expressions (185) et (187), quand les deux valeurs λ et γ varient de 0 à 1.

Nous allons maintenant étudier les fonctions x et y , surtout la première, qui est de plus grande importance. Nous commençons donc à étudier la fonction périodique x , dont la pulsation est égale à ω .

Comme la fonction est périodique, nous pouvons l'exprimer en série de Fourier, ce qui donne l'expression

$$x = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \alpha_v e^{jv\omega t} \quad (188)$$

D'une façon analogue, nous pouvons mettre la fonction périodique y dans la forme de la série de Fourier

$$y = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \beta_v e^{jv\omega t} \quad (189)$$

Ici, nous avons employé la forme complexe des séries de Fourier, ce qui simplifie beaucoup le calcul. Il

est clair que les séries (188) et (189) expriment des fonctions réelles, bien qu'elles soient écrites dans une forme complexe. Pour obtenir la série ordinaire de Fourier, on peut tout simplement échanger toutes les fonctions exponentielles contre des expressions équivalentes trigonométriques.

Les constantes α_v et β_v sont inconnues et indéterminées et il faut les déterminer par les conditions des équations données.

Nous déterminons, premièrement, les dérivées des fonctions x et y . En dérivant (188), terme par terme, nous obtenons la série de Fourier

$$\frac{dx}{dt} = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \alpha_v \cdot j \cdot v \cdot \omega e^{jv\omega t} \quad (190)$$

et, de même, en dérivant terme par terme la formule (189), nous obtenons la série de Fourier

$$\frac{dy}{dt} = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \beta_v j v \omega e^{jv\omega t} \quad (191)$$

Nous cherchons maintenant quelques conditions qui peuvent nous donner des relations entre les coefficients inconnus des séries, afin que finalement nous puissions trouver leurs valeurs.

De (127) nous obtenons

$$\frac{dx}{dt} = Ay - Ax + Bf(x) \quad (192)$$

et

$$\frac{dy}{dt} = -\frac{A}{C} x - \frac{D}{A} f(x) \quad (193)$$

Ici, il convient d'éliminer $f(x)$ des deux équations (192) et (193), et,

pour cela, nous multiplions la première par $\frac{D}{A}$ et la deuxième par B . Cela nous donne

$$\frac{D}{A} \cdot \frac{dx}{dt} = Dy - Dx + \frac{BD}{A} f(x) \quad (194)$$

et

$$B \cdot \frac{dy}{dt} = -\frac{BC}{A} x - \frac{BD}{A} f(x) \quad (195)$$

Nous prenons la somme de ces équations et obtenons

$$\frac{D}{A} \cdot \frac{dx}{dt} + B \frac{dy}{dt} = Dy - Dx - \frac{BC}{A} x \quad (196)$$

et, après quelques réductions et simplifications,

$$\begin{aligned} D \frac{dx}{dt} + AB \frac{dy}{dt} \\ = ADy - (AD + BC)x \end{aligned} \quad (197)$$

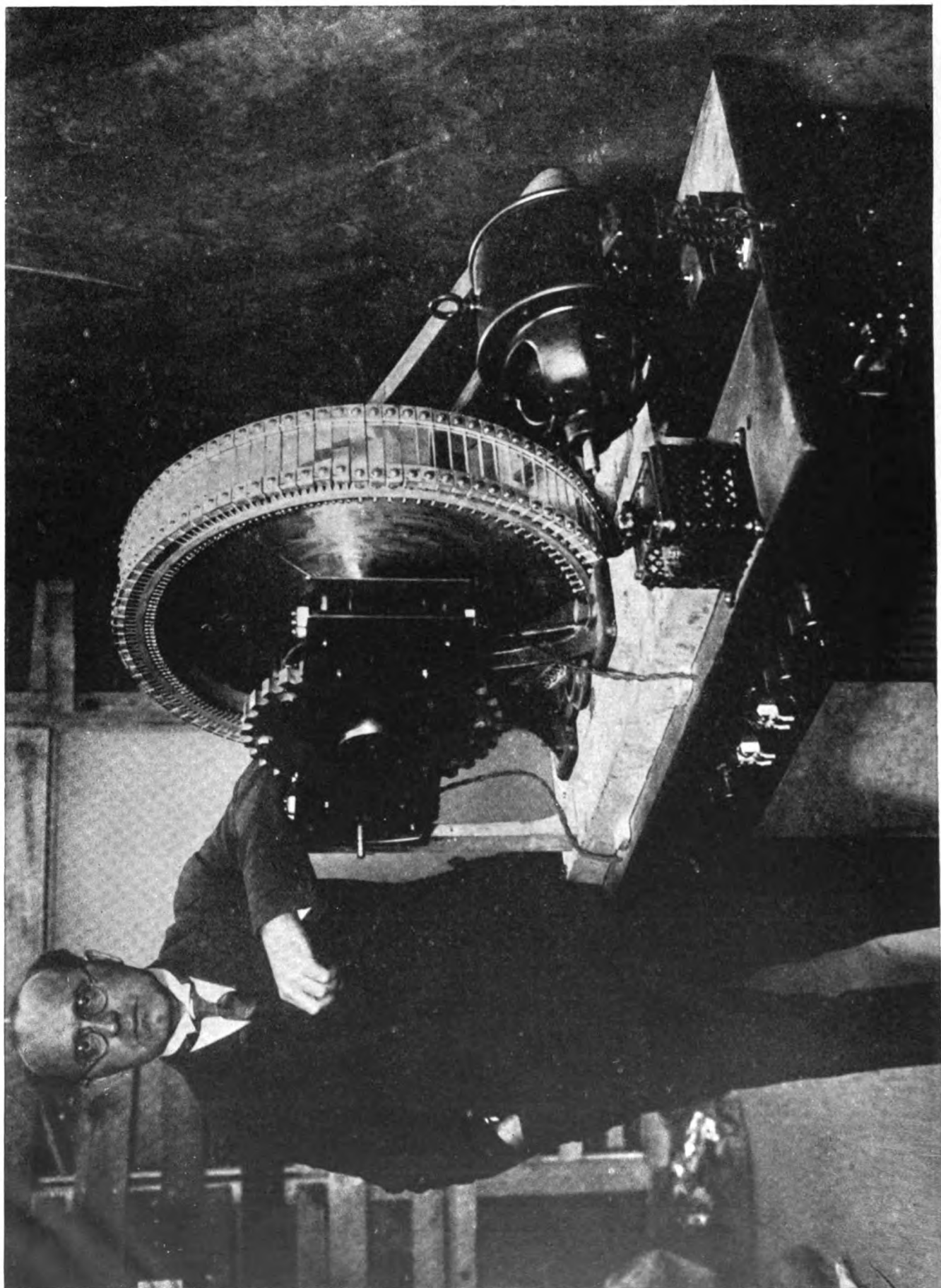
Cette équation, nous pouvons l'utiliser pour obtenir une première relation entre les coefficients inconnus des séries (188) et (189).

Si, dans l'équation (197), nous mettons les fonctions x et y et leurs dérivées, selon les formules (188), (189), (190) et (191), il est clair que la relation doit être satisfaisante, non seulement pour toutes les fonctions, mais aussi pour chaque puissance des séries, celles-ci considérées comme des séries de puissance d'une certaine fonction exponentielle primitive. Donc, si nous égalons les coefficients pour des puissances égales, nous obtenons les relations suivantes

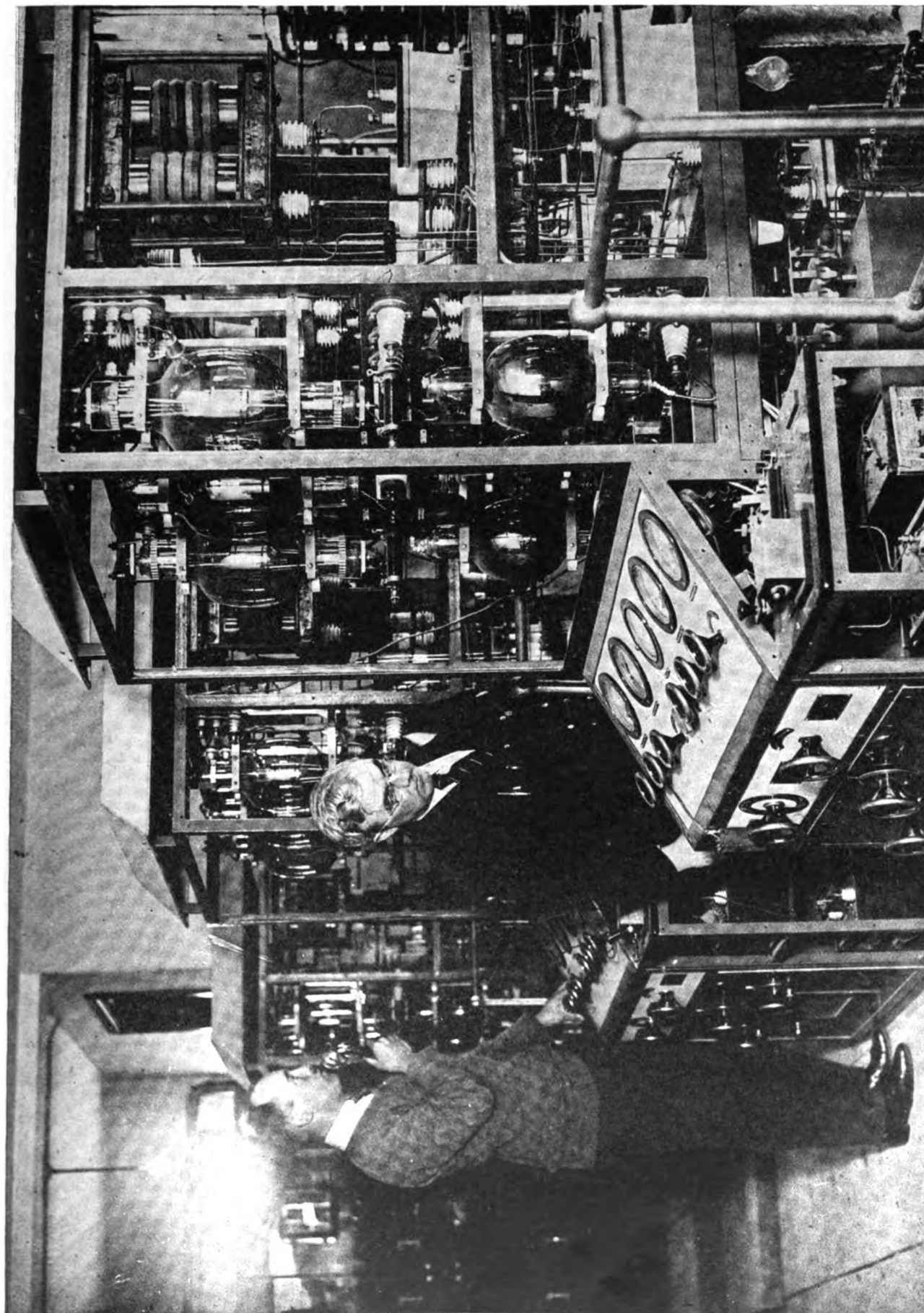
$$\begin{aligned} D\alpha_v jv\omega + AB\beta_v jv\omega \\ = AD\beta_v - (AD + BC)\alpha_v \end{aligned} \quad (198)$$



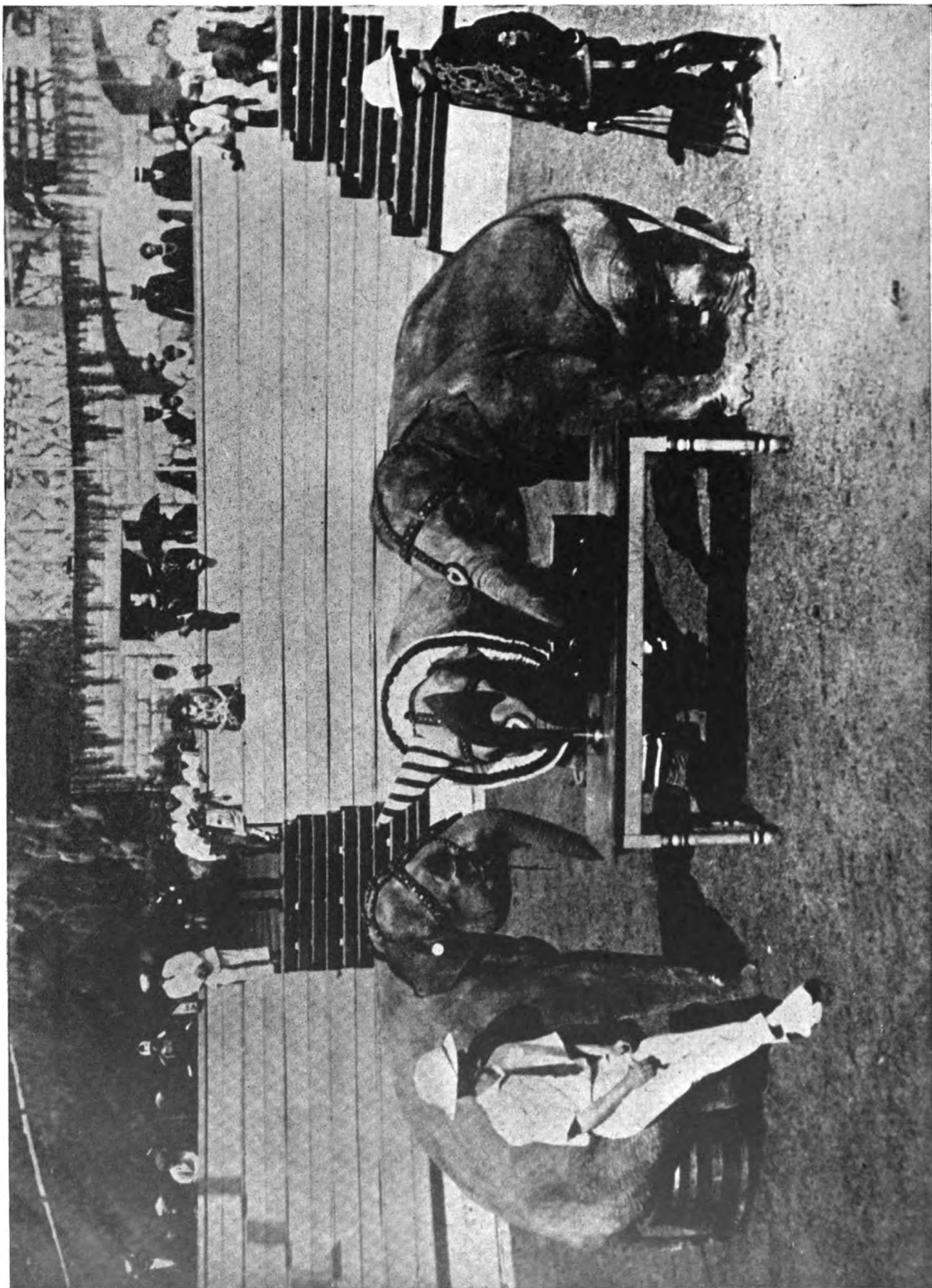
LE POSTE ÉMETTEUR
DE L'UNE DES EMBARCATIONS DE SAUVETAGE
DU PAQUEBOT " COLUMBUS "



LE DOCTEUR KAROLUS ET SON APPAREIL DE TÉLÉVISION



LA NOUVELLE STATION A ONDES DIRIGÉES, DE MITCHAM, QUI VIENT D'ÊTRE MISE EN SERVICE



TROIS FERVENTS AUDITEURS DE T. S. F.

Cela est naturellement une suite infinie de relations, une relation pour chaque valeur de v , positive ou négative.

Nous pouvons transformer les relations (198) en

$$(Djv\omega + AD + BC) \alpha_v = (AD - ABjv\omega) \beta_v \quad (199)$$

ou, finalement, obtenant le rapport entre les coefficients correspondants des deux séries, c'est-à-dire les rapports entre α_v et β_v , l'équation

$$\frac{\alpha_v}{\beta_v} = \frac{AD - ABjv\omega}{Djv\omega + AD + BC} \quad (200)$$

En passant, nous remarquons que ce rapport tend vers une certaine limite constante quand l'indice v se rapproche de l'infini positif ou de l'infini négatif. Cela, nous l'exprimons par la formule

$$\lim_{v \rightarrow \pm \infty} \frac{\alpha_v}{\beta_v} = -\frac{AB}{D} \quad (201)$$

La relation (200) donne seulement le rapport entre les coefficients des deux séries originales (188) et (189), et il faut donc encore une relation pour pouvoir déterminer les valeurs des différents coefficients. De la relation (197), nous voyons qu'elle est indépendante de l'amplitude des fonctions x et y ; en effet, on peut multiplier ces amplitudes par un même facteur, et les fonctions nouvelles satisfont toujours l'équation. De cela, nous voyons que l'équation (197) et l'équation (200) que nous en avons tirée sont des « conditions de proportion », qui ne sont pas en rapport avec les valeurs absolues. Il faut cependant une autre condition qui peut nous donner une indication sur les variations des amplitudes des fonctions en question. Cette condition, nous la trouvons dans une des équations que nous avons employées en éliminant la fonction $f(x)$. En effet, c'est cette fonction qui joue le rôle important quand il s'agit de limiter les amplitudes des fonctions périodiques encore inconnues.

Nous prenons donc l'équation la plus simple de (192) et (193) [les équations utilisées pour éliminer la fonction $f(x)$], savoir (193), en l'écrivant ainsi

$$A \cdot \frac{dy}{dt} + Cx = -Df(x) \quad (202)$$

Cependant, comme x est une fonction périodique, la fonction $f(x)$ est naturellement aussi périodique et avec la même période et la même pulsation que celles de la fonction x . Nous pouvons donc exprimer aussi $f(x)$ en série de Fourier, par exemple par la série suivante

$$f(x) = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \gamma_v e^{jv\omega t} \quad (203)$$

Si, maintenant, nous mettons cette valeur de la fonction $f(x)$ dans la relation (202), et, qu'en même temps, nous mettons les séries qui expriment les fonctions x et $\frac{dy}{dt}$, nous obtenons deux séries de Fourier qui doivent être égales. Donc, il faut que chaque terme correspondant à une certaine puissance de la fonction exponentielle fondamentale dans le membre gauche soit égal au terme de puissance correspondante du membre droit. Cela nous donne la relation

$$A \cdot \beta_v jv\omega + C\alpha_v = -D\gamma_v \quad (204)$$

Cependant, nous devons regarder la formation de la fonction $f(x)$. En effet, cette fonction est définie par la relation

$$f(x) = \int_0^x e^{-\frac{x^2}{E_1^2}} dx \quad (205)$$

où E_1 est une constante qui dépend de l'appareil en question.

De (205), nous obtenons par dérivation

$$f'(x) = e^{-\frac{x^2}{E_1^2}} \quad (206)$$

Pour pousser encore le calcul, nous prenons la dérivée logarithmique de la relation (206), ce qui nous donne

$$\frac{f'(x)}{f(x)} = -\frac{2x}{E_1^2} \quad (207)$$

ou

$$E_1^2 f'(x) = -2x f(x) \quad (208)$$

Pour la simplicité du calcul suivant, nous écrivons cependant ainsi cette relation

$$x f'(x) = -\frac{E_1^2}{2} f(x) \quad (209)$$

Le membre gauche de cette expression représente le produit de deux séries de Fourier, savoir la série x et la série en laquelle on peut naturelle-

ment développer la fonction périodique $f'(x)$. De même, on peut naturellement aussi trouver un développement en série de Fourier du membre gauche et, en égalant les coefficients des mêmes puissances de la fonction exponentielle fondamentale, nous obtenons une suite de relations pour calculer les coefficients des séries.

Pour former le membre gauche de (209), nous dérivons la relation (203) par rapport à t , ce qui donne la relation

$$f'(x) \cdot \frac{dx}{dt} = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \gamma_v jv\omega e^{jv\omega t} \quad (210)$$

De cela, nous tirons

$$f'(x) = \frac{1}{\left(\frac{dx}{dt}\right)} \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \gamma_v jv\omega e^{jv\omega t} \quad (211)$$

c'est-à-dire, en effet, que nous obtenons la fonction $f'(x)$, comme le produit de deux séries de Fourier. De plus, nous obtenons, en multipliant par la fonction x

$$x \cdot f'(x) = \frac{1}{\left(\frac{dx}{dt}\right)} \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \gamma_v jv\omega e^{jv\omega t} \quad (212)$$

Pour trouver l'expression de la fonction $f'(x)$, nous dérivons la relation (210) par rapport à t , ce qui donne

$$f'(x) \left(\frac{dx}{dt}\right)^2 + f'(x) \frac{d^2x}{dt^2} = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} -v^2 \omega^2 \gamma_v e^{jv\omega t} \quad (213)$$

et, de cette relation, nous tirons ainsi l'expression un peu compliquée de la fonction $f'(x)$

$$f'(x) = \frac{1}{\left(\frac{dx}{dt}\right)^2} \quad (214)$$

$$\left| \sum_{v=-\infty}^{+\infty} -v^2 \omega^2 \gamma_v e^{jv\omega t} - f'(x) \cdot \frac{d^2x}{dt^2} \right|$$

Maintenant, nous pouvons cependant exprimer le membre droit de la relation (209) ainsi

$$-\frac{E_1^2}{2} f'(x) = \frac{E_1^2}{2 \left(\frac{dx}{dt}\right)^2} \quad (215)$$

$$\left| \sum_{v=-\infty}^{+\infty} v^2 \omega^2 \gamma_v e^{jv\omega t} + f'(x) \frac{d^2x}{dt^2} \right|$$

et, plus haut, dans la relation (212), nous avons l'expression du membre gauche de la relation (209); en égalisant ces deux expressions, nous obtenons la relation

$$\left(\frac{dx}{dt} \right) \cdot \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \gamma_v j v \omega e^{j v \omega t} = \frac{E_1^2}{2 \left(\frac{dx}{dt} \right)^2} \left| \sum_{v=-\infty}^{+\infty} v^2 \omega^2 \gamma_v e^{j v \omega t} + f'(x) \cdot \frac{d^2 x}{dt^2} \right| \quad (216)$$

ou, après quelques réductions

$$x \cdot \frac{dx}{dt} \cdot \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \gamma_v j v \omega e^{j v \omega t} = \frac{E_1^2}{2} \left| \sum_{v=-\infty}^{+\infty} v^2 \omega^2 \gamma_v e^{j v \omega t} + f'(x) \frac{d^2 x}{dt^2} \right| \quad (217)$$

Le membre gauche de cette expression est un produit de trois séries de Fourier, donc une chose qui est assez facile à calculer et, en tout cas, une fonction sans irrégularités. Dans le membre droit, nous avons, premièrement, une série de Fourier qui ne fait aucune difficulté, et puis nous avons le produit des deux fonctions $f'(x)$ et $\frac{d^2 x}{dt^2}$. La dernière de ces fonctions est très facile à calculer, en dérivant deux fois successivement, par rapport à t , la relation (188). Mais la fonction $f'(x)$ demande un calcul spécial.

Nous mettons donc la fonction péri-

dique $f(x)$ égale à une série de Fourier où les coefficients sont à déterminer plus tard. Cela nous donne

$$f'(x) = \sum_{\mu=-\infty}^{+\infty} \delta_{\mu} e^{j \mu \omega t} \quad (218)$$

De plus, nous avons, d'après les calculs, ci-dessus :

$$f'(x) \cdot \frac{dx}{dt} = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \gamma_v j v \omega e^{j v \omega t} \quad (219)$$

Si nous mettons les expressions en séries des fonctions du membre gauche de la relation (219), nous obtenons la relation

$$\left| \sum_{\mu=-\infty}^{+\infty} \delta_{\mu} e^{j \mu \omega t} \right| \cdot \left| \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \gamma_v j v \omega e^{j v \omega t} \right| = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \gamma_v j v \omega e^{j v \omega t} \quad (220)$$

Dans la série de termes qui est le résultat du produit du membre gauche, nous cherchons seulement les termes qui correspondent à la même puissance de la fonction exponentielle fondamentale, et, comme puissance, nous pouvons, prendre par exemple

$$e^{j \lambda \omega t} \quad (221)$$

Cela veut dire que, dans la sommation des différents termes du produit (220), nous prenons seulement ceux

pour lesquels la somme des deux indices est égale à λ . Nous obtenons donc le coefficient de la puissance (221), comme une somme que nous pouvons exprimer ainsi

$$\left| \sum_{\substack{v=-\infty \\ \mu+v=\lambda}}^{+\infty} j v \omega \alpha_v \delta_{\mu} \right| e^{j \lambda \omega t} \quad (222)$$

En mettant ce coefficient égal au coefficient de la puissance correspondante du membre droit de la relation (220), nous obtenons

$$\sum_{\substack{v=-\infty \\ \mu+v=\lambda}}^{+\infty} j v \omega \alpha_v \delta_{\mu} = \gamma_{\lambda} j \lambda \omega \quad (223)$$

Si nous utilisons directement, ici, la condition

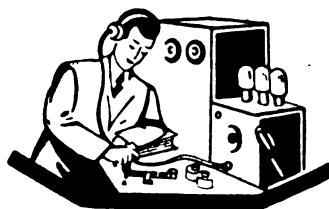
$$\mu = \lambda - v \quad (224)$$

dans la sommation, la relation (223) se transforme en la relation

$$\sum_{v=-\infty}^{+\infty} j v \omega \alpha_v \delta_{\lambda-v} = \gamma_{\lambda} j \lambda \omega \quad (225)$$

Ici, nous avons encore une suite de relations qui donnent des conditions des coefficients des fonctions qui sont introduites dans le problème et qu'il faut déterminer pour trouver la solution du problème.

(A suivre.)



LES CODES MÉTÉOROLOGIQUES

(Suite)

■ ■ ■ ■ ■

En ce qui concerne le passage d'un système nuageux typique à Alto-stratus cirriforme, on pourrait résumer le chiffrement de chaque phase ou partie de phase par la figure ci-dessous.

- 0 = objets invisibles à 50 m.
 1 = objets visibles à 50 et invisibles à 200 m.
 2 = objets visibles à 200 et invisibles à 500 m.

- 7 = objets visibles à 10.000 et invisibles à 20.000 m.
 8 = objets visibles à 20.000 et invisibles à 50.000 m.
 9 = objets visibles à 50.000 et au delà.

Le 4^e chiffre *h* indique la hauteur de la base des nuages bas qui prédominent dans le ciel; en général, cette hauteur est estimée d'après la nature du nuage et les jeux de lumière, cependant, s'ils forment une couche continue couvrant tout le ciel, on détermine l'altitude de la base en lâchant un petit ballon de force ascensionnelle connue et on compte le temps qui s'écoule entre son lâcher et son entrée dans le nuage. On déchiffre *h* à l'aide du tableau ci-dessous :

- 0 = la base des nuages est de 0 à 50 m.
 1 = la base des nuages est de 50 à 100 m.
 2 = la base des nuages est de 100 à 200 m.
 3 = la base des nuages est de 200 à 300 m.
 4 = la base des nuages est de 300 à 600 m.
 5 = la base des nuages est de 600 à 1.000 m.
 6 = la base des nuages est de 1.000 à 1.500 m.
 7 = la base des nuages est de 1.500 à 2.000 m.
 8 = la base des nuages est de 2.000 à 2.500 m.
 9 = la base des nuages est à plus de 2.500 m.

Enfin le dernier chiffre du groupe, *n*, indique le nombre de dixièmes de ciel couvert par les nuages bas, cependant un ciel complètement couvert (nébulosité de 10/10) se chiffre par 0, comme si elle était de 0/10, c'est-à-

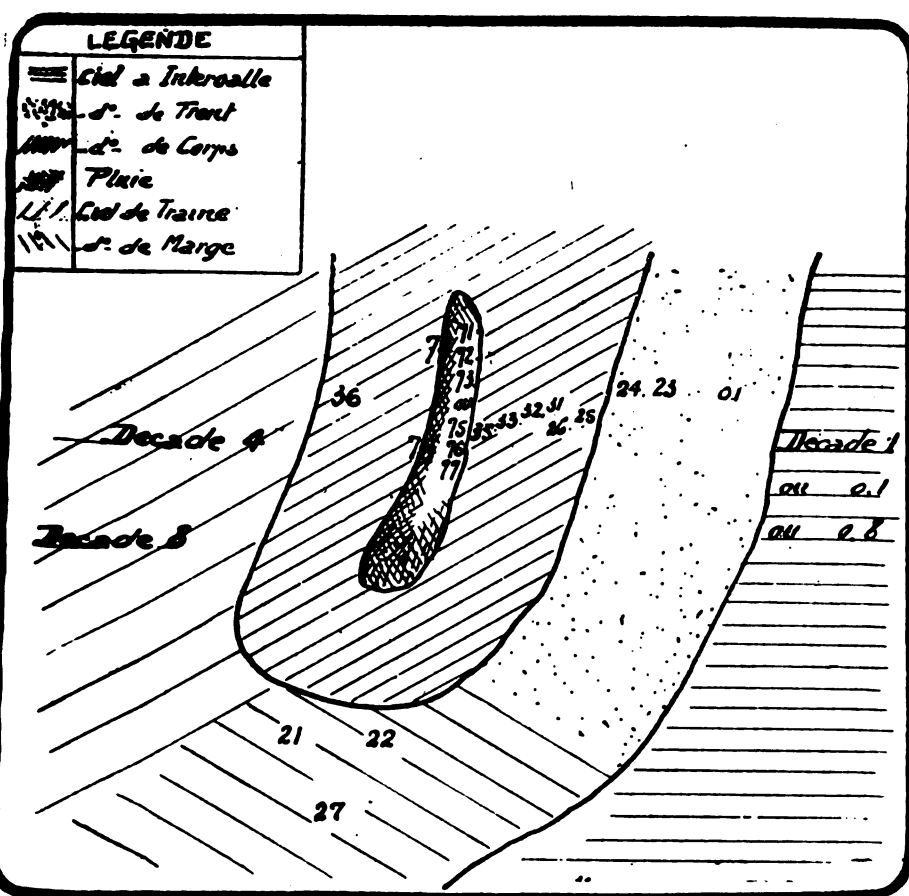


Fig. 1

Le 3^e chiffre du 2^e groupe a pour symbole V. Il est relatif à la visibilité. Celle-ci est très variable dans le temps et dans l'espace et même dans les différents azimuts du poste d'observation; il suffit donc de donner l'ordre de grandeur de la distance à laquelle un objet ne se distingue plus d'un autre. L'échelle progressive de déchiffrement est la suivante :

- 3 = objets visibles à 500 et invisibles à 1.000 m.
 4 = objets visibles à 1.000 et invisibles à 2.000 m.
 5 = objets visibles à 2.000 et invisibles à 4.000 m.
 6 = objets visibles à 4.000 et invisibles à 10.000 m.

TABLEAU N° 13.

Valeur de <i>ww</i>	Description du temps		
71	Pluie	Généralement tout le ciel couvert	Précipitation faible ou intermittente.
72			Précipitation moyenne.
73			Précipitation forte.
74		Un segment de ciel bleu apparaît à l'horizon indiquant qu'il s'éclaircit.	
75	Neige ou pluie mêlée de neige	Tout le ciel couvert	Précipitation faible ou intermittente.
76			Précipitation moyenne.
77			Précipitation forte.
78		Un segment de ciel bleu apparaît à l'horizon indiquant qu'il s'éclaircit.	

dire comme si le ciel était clair. C'est alors la valeur de *h* qui précise ce point. En effet, par ciel clair on a *n* = 0 et *h* = 9 (pas de nuages bas) ; par ciel couvert *n* = 0 et *h* a une valeur différente de 9.

3^e groupe. — C'est l'ensemble des 5 chiffres dont les lettres symboliques sont

NC₁W₁TT

N désigne la nébulosité totale de l'ensemble des nuages, c'est la superficie de ciel couvert évaluée en dixièmes. De même que pour *n*, sa détermination se fait à l'estime. On peut employer des appareils spéciaux, mais la précision qu'il donne est absolument inutile. Le déchiffrement est le même que celui de *n*. *N* = 0 se lisant soit nébulosité totale soit nébulosité nulle suivant la valeur de *h*.

Le chiffre des Cirrus dont nous parlons plus haut est le second chiffre de ce groupe. Il détermine avec *w*, *w*₁ la nature des nuages qui se trouvent dans le ciel du lieu d'observation. On a :

0 = aucun nuage cirriforme.

1 = Cirrus de beau temps, fins, isolés, épars.

2 = Cirrus de beau temps, assez distincts, plus ou moins abondants, étendus sur une notable partie du ciel, moins détachés les uns des autres. Ne formant pas une couche continue et n'augmentant pas.

3 = Cirrus en panache, denses, provenant d'enclume de Cumulo-Nimbus ou y adhérent (Cirrus orageux).

4 = Cirrus fins et isolés mais augmentant avec le temps et dans une certaine direction, généralement en houppes (Cirrus uncinus).

5 = Cirro-Stratus ou couche de Cirrus filamenteux ou « bandes polaires » à proximité de l'horizon et gagnant vers le zénith mais ne dépassant pas 45° au-dessus de l'horizon.

6 = Comme ci-dessus mais la couche dépasse 45°.

7 = Le voile de Cirro-Stratus couvre tout le ciel.

8 = Couche ou banc de Cirro-Stratus constant ou décroissant, un segment de ciel clair est visible.

9 = Ciel supérieur invisible (caché par nuages bas ou nuages moyens)

Le troisième chiffre du troisième groupe donne le temps qu'il faisait avant l'heure de l'observation. Le code de *W* est conforme au tableau 16.

Il est convenu que si plus d'un chiffre convient, si par exemple il y a une précipitation de pluie accompagnée de neige, on choisit le plus élevé, soit le chiffre 7 ici.

Enfin les deux derniers chiffres du groupe donnent la température en degrés centigrades à un degré près. Ainsi 10°4 se chiffre 10 ainsi que 9°5. De 0°1 à 0°4 on chiffre 00. On chiffre les températures au-dessous de zéro en ajoutant 50 à la valeur absolue arrondie à 1° près. Ainsi une température de -8°7 se chiffre 59. De -0°4 à 0°0 on chiffre 50. La confusion avec des valeurs positives n'est pas possible ; elle pourrait l'être avec les degrés Fahrenheit, mais tous les pays utilisant le Code d'essai emploient exclusivement l'échelle centigrade.

4^e groupe. — Il exprime les lectures faites au baromètre. Rappelons sa forme symbolique :

BBB_cb

On sait que la lecture au baromètre à mercure (genre Fortin ou Tonnelot) est faite au 1/10 de millimètre et que la pression corrigée, réduite à 0°, et ramenée au niveau de la mer, est traduite en millibars et 1/10 de millibar. Les trois lettres **B B B** symbolisent les

TABLEAU N° 14.

Valeur de <i>ww</i>	Description du temps	
51	Menace d'orage	Signes précurseurs lointains de l'orage A.-Cu, castellatus et A.-Cu. floccus.
52		Ciel chaotique chargé de Ci-St. épais d'A. Cu. et de gros Cu.
53		Nuages d'orage Cu. très bourgeonnants mais encore sans enclume.
54		Tête de Cu. Nb. (enclume) apparaissant à l'horizon sans Cu. Nb. au voisinage même de la station.
55		Nuages d'orage ; Cu. Nb. avec enclume près de la station.
56		Précipitation d'orage près de la station.
57	Après l'orage	Eclairs ou roulement de tonnerre. Ciel comme 52-55.
58		Ciel encore menaçant avec Cu. Nb. et Cu. très bourgeonnants.
59		Queue orageuse faible. Le Ciel cesse d'être menaçant Cu. passant au St. Cu.

TABLEAU N° 15.

Valeur de <i>ww</i>	Description du temps	
91	Orage sans Cu. Nb. visible. Ciel couvert d'A. St. ou Pallio Nb.	
92	Orage modéré sur la station	Sans grésil, ni grêle, mais avec pluie ou neige.
93		Avec grésil, sans grêle.
94	Orage violent sur la station	Sans grésil, ni grêle, mais avec pluie ou neige.
95		Avec grésil, sans grêle.
96		Avec grêle.
97	Orage de ligne de grain nette (d'après les nuages, le vent et le ba- rogramme).	Sans grésil, ni grêle, mais avec pluie ou neige.
98		Avec grésil, sans grêle.
99		Avec grêle.

trois derniers chiffres de ce nombre. Ainsi une pression de 1013,4 mb. se chiffre 134 et une pression de 989,6 mb. se chiffre 896. La pression étant toujours connue à 100 millibars près, le déchiffrement ne souffre aucune difficulté.

La quatrième lettre *c*, est relative à l'allure de la courbe barométrique et au signe de la tendance, c'est-à-dire au signe de la variation de pression dans les trois heures qui précèdent l'observation.

De 0 à 4 inclus la tendance est positive, de 5 à 9 elle est négative.

C. Allure de la Courbe

- 0 en hausse, puis en baisse
- 1 en hausse, puis stationnaire
- 2 variable, mais en hausse
- 3 stationnaire ou en hausse
- 4 en baisse ou stat., puis en hausse
- 5 en baisse, puis en hausse
- 6 en baisse, puis stationnaire
- 7 en baisse
- 8 variable, mais en baisse
- 9 stat. ou en hss., puis en baisse

Le tableau indique donc, avec tous les détails désirables, si la colonne barométrique monte ou baisse, le dernier

chiffre *b* indique de combien elle a varié dans les trois dernières heures. La précision du 1/10 de millibar ayant été jugée inutile mais celle du millibar insuffisante, on exprime la tendance en 1/2 millibar. Le chiffre *b* indique alors celui des unités, on a vu comment celui

5^e groupe. — Il fait partie uniquement des observations de 7 heures et de 18 heures.

Les deux premiers chiffres donnent la hauteur de pluie tombée depuis 18 heures la veille — observation de 7 heures — ou depuis le matin 7 heures — observation de 18 heures. — On déchiffre à l'aide de ce tableau :

00 = pas de pluie.	89 = 89 %
01 = 1 %.	90 = 90 %
02 = 2 %.	91 = 1/10 %
03 = 3 %.	92 = 2/10 %

.....

96 = 6/10 millimètre.
 97 = Trace non mesurable.
 98 = plus de 90 %.
 99 = pas d'observation faite.

Les deux chiffres suivants donnent soit le maximum de température de la journée (observation de 18 heures), soit le minimum de la nuit (observation de 7 heures). On le déchiffre exactement comme les deux derniers chiffres du 3^e groupe : TT.

Les stations côtières envoient au lieu de ces deux chiffres MM ou mm le

TABLEAU N° 17.

Valeur de S	État de la mer
0	pas de houle
1	houle modérée
2	forte houle
3	pas de houle
4	houle modérée
5	forte houle
6	mer assez forte.
7	forte mer.
8	très forte mer.
9	mer démontée.

des dizaines était indiqué par DD. Exemple : On a pour *b* la valeur 4 et DD est inférieur à 32 ; la tendance à un 1/2 millibar près est de 2 millibars, elle est donc comprise entre 1,75 mb et 2,24 mb.

groupe SV₁. Le premier de ces deux chiffres S est relatif à l'état de la mer d'après le code ci-dessus (tableau n° 17).

Le second chiffre donne la visibilité vers la mer. Le code est le même que celui de V, visibilité horizontale sur terre.

Enfin le dernier chiffre *r* donne l'heure du commencement des précipitations dont l'importance est signalée par RR (voir tableau n° 18).

A la suite des observations que nous venons de déchiffrer viennent en général des « groupes néphoscopiques » groupés sous la rubrique « Neph ». Le schéma symbolique de leur transmission est

ii Addf'f' A ddf'f'...

Chaque groupe a trait à une sorte de nuage dont le genre est indiqué

TABLEAU N° 16.

Valeur de W	Description du temps passé
0	Temps du type stratiforme.
1	Beau temps du type cumuliforme.
2	Temps généralement couvert par nuages élevés ou moyens.
3	Ciel variable.
4	Brouillard.
5	Bruine.
6	Pluie.
7	Neige.
8	Averses, éventuellement avec grésil ou grêle.
9	Orage.

Sans
précipitation
ou brouillard.

TABLEAU N° 18.

Valeur de <i>r</i>	Heure du phénomène (par ex. : commencement de la pluie)
0	Pas de phénomène observé (ex. : pas de pluie).
1	De 0 à 1 heure avant le moment de l'observation.
2	De 1 à 2 heures — — —
3	De 2 à 3 — — —
4	De 3 à 4 — — —
5	De 4 à 5 — — —
6	De 5 à 6 — — —
7	De 6 à 8 — — —
8	De 8 à 10 — — —
9	Plus de 10 — — —

par A. Le nombre des groupes est évidemment variable avec la nature du ciel observé.

Voici le déchiffrement de A

- 0 = Stratus.
- 1 = Cirrus.
- 2 = Cirro-Stratus.
- 3 = Cirro-Cumulus.
- 4 = Alto-Cumulus.
- 5 = Alto-Stratus.
- 6 = Strato-Cumulus.
- 7 = Nimbus.
- 8 = Cumulus.
- 9 = Cumulo-Nimbus.

Les deux chiffres suivant *dd* donnent la direction de marche du nuage A en rose de 36. Autrement dit la direction d'où vient le nuage du type considéré est donnée de 10 en 10 degrés sexagésimaux à partir du Nord et en tournant dans le sens des aiguilles d'une montre. 36 se déchiffre Nord et 00 immobilité. Les deux derniers chiffres *ff* indiquent la vitesse angulaire du nuage. Il décrit, en effet, dans sa trajectoire apparente un arc de cercle à la vitesse linéaire V. Si *h* est sa hauteur au-dessus du sol, la vitesse angulaire sera mesurée par le rapport $\frac{V}{h}$, c'est la quantité que l'on détermine

à l'aide de la « herse néphoscopique ». On mesure ainsi la vitesse angulaire pour un nuage qui a une position quelconque dans le ciel mais cette vitesse est rapportée à un observateur qui verrait le nuage considéré au zénith. Il arrive fréquemment que *ff* est plus grand que 100, on supprime alors le chiffre des centaines et on augmente *dd* de 50. On en tiendra compte pour le déchiffrement.

Viennent ensuite les groupes de sondage de vent précédés du mot « Pilot » dans le schéma symbolique suivant :

ii GG *h*₁ *ddff* *h*₁*ddff*.....

Les deux lettres *ii* donnent, comme toujours, l'indicatif du poste d'observation où le sondage par ballon-pilote a été effectué.

GG est l'heure de l'observation chiffrée, évidemment, de 00 à 24.

En principe, les heures sont 05, 07, 10, 13, 15 et 18.

Le dépouillement du graphique de sondage donne la direction *dd* en rose de 36 et la vitesse *ff* en kilomètres-heures du vent, à l'altitude *h*₁ chiffrée suivant le tableau n° 19.

Si la vitesse du vent — *ff* — dépasse 100 kmh., on supprime le chiffre des centaines et on ajoute 50 à *dd* qui

TABLEAU N° 19.

Valeur de <i>h</i> ₁	Altitude au-dessus du niveau de la mer (Première partie du sondage)	Valeur de <i>h</i> ₁	Altitude au-dessus du niveau de la mer (Deuxième partie du sondage)
0	au sol	0	7000 mètres
1	200 mètres	1	8000 mètres
2	500 mètres	2	9000 mètres
3	1000 mètres	3	10000 mètres
4	1500 mètres	4	11000 mètres
5	2000 mètres	5	12000 mètres
6	3000 mètres	6	13000 mètres
7	4000 mètres	7	14000 mètres
8	5000 mètres	8	15000 mètres
9	6000 mètres	9	16000 mètres

indique la direction d'où vient le vent en rose de 36 et qui, par suite, se chiffre comme le groupe néphoscopique. Là encore on emploie, aussi, la rose de 36 et non la rose de 32 comme pour la direction DD du vent au sol; c'est que ces chiffres servent notamment aux pilotes pour le calcul de la dérive probable et qu'il leur est nécessaire de les connaître en degrés à partir du Nord géographique et dans le sens trigonométrique inverse.

Enfin on peut trouver quelquefois des sondages de température et d'humidité dont nous avons expliqué le schéma symbolique *. Le jour, l'heure, la pression, la température, se déchiffrent comme dans les formes symboliques précédentes. Quant à l'humidité H, on utilisera le tableau suivant :

TABLEAU N° 20.

Valeur de H	Valeurs de l'humidité
0	95 à 100 pour cent
9	90 à 94 —
8	80 à 89 —
7	70 à 79 —
6	60 à 69 —
5	50 à 59 —
4	40 à 49 —
3	30 à 39 —
2	20 à 29 —
1	10 à 19 —

Nous avons ainsi terminé le déchiffrement des messages français d'observations. Ajoutons un mot, cependant : on entendra quelquefois, à l'écoute, le signal de la barre de fraction (signe /) ou celui de l'*x* à la place d'un chiffre. Cette remarque est tout à fait générale et s'applique aussi bien aux messages étrangers que nous allons voir plus loin. Elle signifie simplement que l'observation, que le chiffre relaterait, n'a pas été faite, pour une cause quelconque, ou encore que le chiffre est mal venu dans les transmissions précédentes.

Passons maintenant au Code international. Quoiqu'il soit appelé à disparaître à bref délai, nous pensons utile d'en donner néanmoins les principaux tableaux parce que, à l'heure actuelle, la grande majorité des émissions européennes sont chiffrées dans ce code. D'ailleurs bien des tableaux sont communs avec ceux du « Code d'essai »; aussi leur examen sera-t-il beaucoup plus rapidement mené.

* Q S T, n° 56.

TABLEAU N° 21.

Valeur de <i>ww</i>		Caractère particulier du temps	
1 ^{er} chiffre	2 ^e chiffre		
0 (beau ou clair) 1 (nuageux ou couvert)	0	La nébulosité a diminué.	
	1	Pas de changement apparent.	
	2	La nébulosité a augmenté.	
	3	Précipitations en vue.	
	4	Avec halo solaire ou lunaire.	
	5	Après brouillard ou brume.	
	6	Après pluie ou bruine (ou orage de poussières).	
	7	Après la neige, le grésil ou la grêle.	
	8	Avec ou après tonnerre ou éclairs dans le voisinage.	
	9	Après orage.	
2 (brume ou brouillard *)	0	Mais clair au zénith	La brume ou le brouillard vient de se former.
	1	Et apparemment couvert.	
	2	Mais clair au zénith	est intermittent.
	3	Et apparemment couvert.	
	4	Mais clair au zénith	existe depuis q.q. temps, mais a commencé à s'amincir.
	5	Et apparemment couvert.	
	6	Mais clair au zénith	existe depuis q.q. temps.
	7	Et apparemment couvert.	
	8	Mais clair au zénith	existe depuis q.q. temps, mais a commencé à épaissir.
	9	Et apparemment couvert.	
3 (averses)	0	Légères avec pluie.	
	1	— grêle ou pluie et grêle.	
	2	— grésil.	
	3	— neige.	Fortes avec
	4	pluie ; ont commencé à s'améliorer.	
	5	pluie.	
	6	pluie, sont devenues plus fortes.	
	7	grêle, ou pluie et grêle.	
	8	grésil.	
	9	neige.	
4 (bruine) 5 (pluie) 6 (neige) 7 (mélange de pluie et de neige) ou 8 (grêle)	0	Faible intermittent.	
	1	— continue.	
	2	— mais a augmenté.	
	3	Moderée mais a diminué.	
	4	— intermittente.	
	5	— continue.	
	6	— mais a augmenté.	Forte mais a diminué.
	7	intermittente	
	8	continue.	
	9	—	
9 (orage ou ligne de grains)	0	Léger sans grêle.	
	1	— avec grêle.	
	2	Moderé sans grêle.	
	3	— avec grêle.	sans coup de vent
	4	Fort sans grêle.	
	5	— avec grêle.	
	6	Fort sans grêle.	avec coup de vent.
	7	— avec grêle.	
	8	Lignes de grains sans grêle	
	9	— avec grêle.	

(*) Remarque : Les nombres 20 et 29 ne doivent être utilisés que pour des visibilités inférieures à 2 kilomètres.

Code international.

Le schéma symbolique principal des observations synoptiques est le suivant :

ii BBBDD FwwTT cbWVH
A₁nA₂Nh RRmmr Addf₁ Addf₂

La pression est donnée soit en 1/10 de millibar soit en 1/10 de millimètre

suivant les pays par les 3 derniers chiffres BBB du nombre qui l'exprime. La direction d'où vient le vent est donnée en rose de 32 rhumbs par DD et sa force F dans l'échelle Beaufort que nous avons vue. La température est indiquée soit en Fahrenheit, soit en centigrades et est alors chiffrée comme dans le Code d'essai. De même la tendance b et encore la visibilité V et

l'humidité H. Les chiffres A₁ et A₂ se chiffrent comme A des groupes néphoscopiques français mais A₁ est relatif au type de nuage prédominant tandis que A₂ est relatif aux nuages élevés.

Les chiffres n nébulosité partielle des nuages bas, N nébulosité totale et la hauteur des nuages bas se déchiffrent à l'aide des tableaux déjà vus. Le minimum de température mm (ou le maximum MM) est dans le même code que TT, et r, heure du début des précipitations, est le même que celui du Code d'essai.

Les derniers groupes sont des groupes néphoscopiques dont nous connaissons le déchiffrement. Il n'y a donc de différent que les tableaux de déchiffrement de WW — temps présent — de c — caractéristique et signe de la tendance — de W — temps passé — et de RR — hauteur de pluie tombée dans les 24 heures. (Voir tableaux n° 21, 22, 23 et 24).

Les messages étrangers comprennent aussi des « Pilots » et des « Temps ».

Leur déchiffrement est le même que celui des messages français.

Autres messages

Les émissions météorologiques par télégraphie sans fil ne transmettent pas uniquement les messages d'observations aux heures et sous les indicatifs que nous avons vus dans la première partie de cet article et dans les « Codes » que nous venons d'examiner, elles « passent » encore des messages « d'avertissement de phénomènes brusques » et des messages de prévision.

On entend par phénomène brusque toute évolution accidentelle du temps, présentant un danger pour l'aviation ou au contraire annonçant une amélioration. Ce sera par exemple l'arrivée d'un grain, l'augmentation du brouillard, l'abaissement du plafond, un vent violent ou le relèvement du plafond, une diminution de la vitesse du vent (accalmie), etc....

Les messages chiffrés qui préviennent les aérodromes sont généralement transmis par fil, mais émis par 5 postes spéciaux d'heure en heure, par T. S. F. Le Code est spécial à chaque pays et leur déchiffrement intéresse peu l'amateur.

Les messages de prévision sont de deux sortes : l'une, purement technique, s'adresse aux Bureaux météorologiques étrangers, l'autre, à l'aéronautique.

La « prévision technique » émise par FL 2 fois par jour décrit la carte probable obtenue à l'aide de la méthode

TABLEAU N° 22.

Valeur de c	Allure de la courbe	Signe de la tendance
0	Stationnaire ou en hausse.	positive
1	En hausse puis stationnaire.	—
2	En hausse puis en baisse.	—
3	En baisse ou stationnaire, puis en hausse.	—
4	Irrégulière mais en hausse.	—
5	En baisse.	—
6	En baisse puis stationnaire.	—
7	En baisse puis en hausse.	—
8	Stationnaire ou en hausse, puis en baisse.	—
9	Irrégulière mais en baisse.	—

des noyaux de variation de pression ; elle intéresse le spécialiste et non pas l'amateur, aussi nous ne pensons pas utile d'en donner la description.

Il n'en est pas de même pour les prévisions concernant l'aéronautique. Leur déchiffrement fournit quelque chose de clair, immédiatement accessible à l'amateur et les renseignements qu'elles donnent complètent et précisent heureusement les prévisions en clair émises par la Tour *

Ces prévisions à échéance de 6 heures en général, portent le nom de 1^{er} avis matinée, 2^e avis matinée, avis après-midi, avis nuit, et fournissent alors une prévision pour toute la France divisée en 12 régions. On a vu les heures et les indicatifs d'émission.

Des prévisions émises sous la même forme et émises « en l'air » notamment par Le Bourget et Viry-Châtillon, donnent le temps que rencontrera le pilote sur un parcours déterminé. C'est ainsi que se fait la « protection météorologique » des trajets aériens. Paris, Londres, Paris-Bruxelles, Bordeaux-Genève, etc...

La forme symbolique est la suivante:

yyGGO HL₁L₁L₁ DDFt2 h₁ddV₃
W₁N₁ht4 V_cVlt5 pill6

* Emission de 06 h. 30, 08 h. 35, 11 h. 20, 19 h. 10, 23 h. 20.

TABLEAU N° 23.

Valeur de W	Caractère du temps passé	
0	Beau.	} Sans précipitation
1	Nuageux.	
2	Couvert.	
3	Brouillard ou brume.	
4	Brouillard épais.	
5	Averses.	
6	Pluie et bruine.	
7	Neige ou pluie et neige.	
8	Grêle ou pluie et grêle.	
9	Orage.	

Les chiffres 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, numérotent les groupes. (Il peut y avoir 2 groupes n° 3, 2 groupes n° 4, p. ex.) Il peut en exister un huitième dont le premier chiffre est le chiffre des unités du nombre

$$Y + H + D + h_1 + \dots + p$$

le second chiffre est le chiffre des unités du nombre

$$Y + L_1 + D + d + \dots + i$$

et ainsi de suite, ainsi le cinquième sera

$$0 + 1 + 2 + 3 + 4 + 5 + 6 = 21$$

TABLEAU N° 24.

Valeur de RR	Quantité de pluie tombée
00	Pas de pluie.
01	1 millimètre.
02	2 millimètres.
etc...	(RR indique le nombre de millimètres).
96	96 millimètres.
97	Moins de 5 10 de millimètres.
98	Plus de 96 millimètres.
99	Pas d'observations faites.

soit 1. On peut trouver enfin un neuvième groupe dont le premier chiffre est formé par

$$Y + Y + G + G + O$$

le second chiffre par le chiffre des unités de

$$H + L_1 + L_1 + L_1 + 1$$

etc...

Ajoutons qu'en France, « ces groupes de contrôle » ne sont pas employés.

Le déchiffrement est fourni par les tableaux suivants :

YY = date de l'émission de la prévision (De 01 à 31).

GG = heures des dernières observations dont on disposait à l'heure de l'émission (De 00 à 24).

L₁L₁L₁ = indicatif des régions ou portion de trajets aériens d'après le tableau 25.

Le déchiffrement des autres lettres symboliques est donné par le Code International (Elles sont d'ailleurs communes à ce code et au code d'essai), sauf pour les lettres dont nous donnons les tableaux ci-dessous :

H = durée de validité de la prévision.

0 = prévision valable 3 heures

(à partir de l'heure d'émission).

1 = prévision valable 6 heures.

2 = — — 9 —

3 = prévision valable 12 heures

4 = — — 18 —

5 = — — 24 —

6 = — — ce soir.

7 = — — du crépuscule à minuit.

8 = — — de minuit au point du jour

9 = — — demain.

F = vitesse du vent au sol en km/h.

0 = 0 à 2 km/h.

1 = 2 à 6 —

2 = 6 à 12 —

3 = 12 à 19 —

4 = 19 à 27 —

5 = 27 à 35 —

TABLEAU N° 25

Régions	Départements
300 Nord	Pas-de-Calais, Nord, Somme et Aisne.
301 Bretagne	Finistère, Côtes-du-Nord, Ille-et-Vilaine, Morbihan.
302 Nord-Ouest	Seine-Inférieure, Manche, Calvados, Eure, Orne, Mayenne et Sarthe.
303 — (partie)	Seine-Inférieure, Manche, Calvados, Orne, Eure, Mayenne et Sarthe.
304	De Brest à Dunkerque.
305 Littoral N. et N.W.	Oise, Seine-et-Oise, Seine-et-Marne, Seine, Eure-et-Loir.
306 Parisienne	Rayon de 50 km. autour du centre de Paris.
307 — (partie)	Région parisienne sauf région 307.
308 — (partie)	Ardennes, Marne, Meuse, Meurthe-et-Moselle, Bas-Rhin, Aube, Haute-Marne, Vosges, Haut-Rhin.
309 Nord-Est	Ardennes, Marne.
310 — (partie)	Aube, Haute-Marne.
311	Meuse, Meurthe-et-Moselle, Bas-Rhin et Vosges.
312	Haut-Rhin.
313	310 et 311 réunies.
314	310 et 312 réunies.
315	312 et 313 réunies.
316	Loire-Inférieure, Maine-et-Loire, Vendée, Deux-Sèvres, Vienne, Charente-Inférieure, Charente.
317 Ouest	Loire-Inférieure, Maine-et-Loire, Indre-et-Loire.
318 — (partie)	Vendée, Deux-Sèvres et Vienne.
319 —	Charente-Inférieure et Charente.
320 —	318 et 319 réunies.
321 —	319 et 320 réunies.
322 —	Loir-et-Cher, Loiret, Yonne, Indre, Cher, Nièvre.
323 Centre	Côte-d'Or, Saône-et-Loire, Haute-Saône, Doubs, Jura, Rhône, Ain, Haute-Savoie, Isère, Savoie et Hautes-Alpes.
324 Est	Côte-d'Or et Saône-et-Loire.
325 — (partie)	Haute-Saône, Doubs et Jura.
326 — (partie)	Rhône et Ain.
327 — (partie)	Haute-Savoie, Isère, Savoie et Hautes-Alpes.
328 — (partie)	325 et 326 réunies.
329 — (partie)	326 et 327 réunies.
330 — (partie)	325, 326 et 327 réunies.
331 — (partie)	Allier, Haute-Vienne, Creuse, Puy-de-Dôme, Loire, Corrèze, Cantal, Haute-Loire, Aveyron et Lozère.
332 Massif Central	Allier, Haute-Vienne, Creuse, Puy-de-Dôme, Loire et Corrèze.
333 — (partie)	Cantal, Haute-Loire, Aveyron et Lozère.
334 — (partie)	Gironde, Landes, Dordogne, Lot, Lot-et-Garonne, Tarn-et-Garonne, Gers, Basses-Pyrénées, Hautes-Pyrénées, Tarn, Haute-Garonne et Ariège.
335 Sud-Ouest	Gironde et Landes.
336 — (partie)	Dordogne, Lot, Lot-et-Garonne, Tarn-et-Garonne et Gers.
337 — (partie)	Basses-Pyrénées et Hautes-Pyrénées.
338 — (partie)	Tarn, Haute-Garonne et Ariège.
339 — (partie)	336 et 337 réunies.
340 — (partie)	337 et 339 réunies.
341 — (partie)	336 et 338 réunies.
342 — (partie)	337 et 339 réunies.
343 — (partie)	Ardèche, Gard, Hérault, Aude et Pyrénées-Orientales.
344 Sud	Ardèche, Gard, Hérault.
345 — (partie)	Aude, Pyrénées-Orientales.
346 — (partie)	Drôme, Vaucluse, Bouches-du-Rhône, Var, Basses-Alpes, Alpes-Maritimes.
347 Sud-Est	Drôme, Vaucluse, Bouches-du-Rhône.
348 — (partie)	Arrondissement de Draguignan, Basses-Alpes et Alpes-Maritimes.
349 — (partie)	De la Côte de Provence à celle de la Corse.
350 — (partie)	

 t - durée du phénomène

- 0 = pendant le temps H.
 1 = pendant les 2 premières heures de H.
 2 = pendant les 4 premières heures de H.
 3 = le matin.
 4 = l'après-midi.
 5 = pendant le jour.
 6 = pendant la nuit.
 7 = tout d'abord.
 8 = plus tard.
 9 = occasionnellement.

 W_1 - caractère du temps

- 0 = Ciel clair ou stratiforme.
 1 = beau temps (décade 1).
 2 = nuages élevés ou moyens.
 3 = nuageux par A. st. mauv. temps.
 4 = ciel variable à éclaircies et averses.
 5 = ciel d'orage.
 6 = brouillard ou Stratus.
 9 = pas de spécification.

 N_1 - nébulosité des nuages bas

- 0 = pas de spécification.
 1 = ciel clair.
 2 = nébulosité inférieure à 2/10.
 3 = nébulosité supérieure à 3/10 et inférieure à 7/10.
 4 = nébulosité supérieure à 7/10 et inférieure à 10/10.
 5 = ciel couvert avec trous.
 6 = ciel couvert.
 7 = ciel couvert, les nuages bas s'abaissent.
 8 = ciel couvert, les nuages bas s'élèvent.
 9 = ciel indistinct par brouillard ou brume.

 V_c - changements prévus dans la visibilité

- 0 = aucune variation prévue.
 1 = amélioration.
 2 = — rapide.
 3 = aggravation.
 4 = — rapide.
 5 = — temporaire.
 6 = banes de brouillard ou brume ($V > 2$).
 7 = banes de brouillard ou brume $V = 0, 1$ ou 2 .
 8 = variable puis meilleure.
 9 = — — moins bonne.

 l = localisation du phénomène.

- 0 = en général.
 1 = localement.
 2 = dans la plupart des endroits.
 3 = à l'intérieur du pays.
 4 = à la côte.
 5 = en mer.
 6 = sur la côte et en mer.
 7 = sur les hauteurs.
 8 = dans les vallées.
 9 = aux environs des villes.

p - nature des précipitations

- 0 = pas de précipitation à attendre.
- 1 = pluie.
- 2 = bruine.
- 3 = pluie ou bruine.
- 4 = pluie ou neige avec pluie.
- 5 = neige ou neige avec pluie.
- 6 = neige.
- 7 = grêle ou pluie et grêle.
- 8 = orage.
- 9 = tempête de sable ou de poussière.

i - caractère des précipitations

- 0 = pas de spécification.
- 1 = avec intermittence.
- 2 = continue.
- 3 = averse.
- 4 = légère avec intermittence.
- 5 = légère sans intermittence.
- 6 = forte avec intermittence.
- 7 = forte sans intermittence.
- 8 = légères averses.
- 9 = fortes averses.

Comme application, déchiffrons la prévision suivante extraite d'un avis matinée :

04050 13061 32202 33623 66204
32215 21276 22086.

Elle nous indique que pour le 4 du mois courant on prévoit, d'après les observations de 5 heures du matin et à échéance de 6 heures pour la région parisienne, un vent au sol de nord modéré pendant toute la durée de validité de la prévision, vers 1.000 m.

d'altitude, un vent de Nord de 20 à 30 km/heure avec un ciel complètement couvert vers 100 à 200 m. par stratus, la visibilité devant s'aggraver et être de l'ordre de 200 à 500 mètres pendant les deux premières heures du délai de validité; on prévoit, en outre tout d'abord de la bruine intermittente dans la plupart des endroits et plus tard de la bruine continue générale.

Conclusion

Nous n'avons pas donné, ici, une liste complète de tous les codes employés en France et à l'étranger, on la trouvera dans des livres spéciaux. Nous avons simplement expliqué les principaux tableaux du Code français et du Code International qui peuvent intéresser l'amateur de T. S. F.; qui a capté des messages météorologiques télégraphiques soit dans une séance d'entraînement soit par curiosité. Il a maintenant sous la main tous les renseignements nécessaires à l'écoute et au déchiffrement des météogrammes régionaux, du météo-France et des météogrammes synoptiques étrangers qui lui donnent le temps qu'il fait sur l'hémisphère nord à une heure déterminée. Il peut encore recevoir et déchiffrer les prévisions spéciales pour la navigation aérienne qui lui donnent le temps probable sur toute l'étendue de la France. Rappelons, à cette occasion, que le 1^{er} avis matinée valable jusqu'à dix heures est émis sur 2.560 m. par FL, à 04 h. 50; le 2^e avis général pour la matinée, valable jusqu'à 15 heures,

est émis sur 2.000 m. par FOO de 06 h. 50 à 07 h. 00; l'avis général pour l'après-midi, valable jusqu'à 20 heures, est émis aussi par Viry-Châtillon (FOO) mais sur 1.680 m. de 12 h. 05 à 12 h. 15; enfin l'avis-nuit qui suit la probabilité générale pour le lendemain passée en texte clair est émis à 16 h. 50 par FOO sur 2.000 m. de longueur d'onde *.

Pour ceux que les prévisions météorologiques intéressent, ajoutons encore qu'il est bien facile de capter les prévisions téléphonées par la Tour Eiffel, sur 2.650 m. A 06 h. 30 — sauf le dimanche et en période d'hiver — on a les prévisions régionales valables pour la journée ainsi qu'une prévision pour la région parisienne plus spécialement destinée à l'aéronautique. A 11 h. 20 sont passés les renseignements généraux sur la situation isobarique en Europe et des prévisions relatives au vent sur les côtes et à l'état du ciel jusqu'à minuit en France. A 08 h. 35 — sauf les dimanches et jours fériés — le 2^e avertissement pour l'aéronautique concernant la région parisienne est téléphoné. A 19 h. 10 on a les prévisions régionales pour le lendemain dans la même forme que celles de 06. 30; de même à 23 h. 10 on a une « téléphonie » rédigée comme celle de 11 h. 20.

Ainsi, grâce à la T. S. F., tous les amateurs peuvent savoir le temps qu'il fait sur tout l'hémisphère Nord aux heures d'observations internationales et le temps qu'il fera en France dans les 24 heures qui suivent.

* En période d'hiver, les émissions de 04.50 et 06.50 sont suspendues. Elles n'ont jamais lieu les dimanches et jours fériés de même que l'émission de 12.05.

* Q. S. T. n° 56, p. 11.



UN ONDEMÈTRE PRATIQUE

(Suite)

par R. ALINDRET

■ ■ ■ ■ ■

NOUS avons vu, dans le précédent numéro du *QST*, comment il fallait s'y prendre pour construire la bobine d'accord de notre ondemètre.

Nous montons cette bobine sur les trois inverseurs bipolaires, représentés sur le plan bleu de réalisation, et sur la figure 8 du numéro 59 du *QST Français*, et nous la fixons sur la platine d'ébonite par son centre, à l'aide d'une petite équerre en cuivre ou en aluminium.

Nous nous procurerons, pour compléter le matériel qui nous est nécessaire au montage :

- Un inverseur unipolaire,
- Un buzzer,
- Un détecteur à galène,
- Un écouteur ou un casque,
- Un condensateur variable de 1/1.000 sans vernier,
- Une pile de lampe de poche,

et nous assemblerons le tout comme il est indiqué sur le plan de réalisation.

La petite bobine représentée sur la figure 5, à côté de la self L_4 , est un fond de panier de douze à quinze spires seulement. Elle est placée à côté de la self principale et sur le même axe que cette dernière.

Une fois notre ondemètre construit, il ne nous reste plus qu'à l'étalonner et à nous en servir pour nos réglages.

Un étalonnage approché peut être fait par l'amateur lui-même en se servant, comme point de repères, des postes émetteurs sur son propre récepteur et en regardant quel est le réglage de l'ondemètre qui donne le maximum de son au récepteur pour une longueur d'onde déterminée.

Ce procédé, s'il est pratique et surtout peu onéreux, n'est, cependant, pas à recommander, car il donne lieu à des erreurs provenant des écarts plus ou moins grands des longueurs d'ondes réelles des postes avec les longueurs d'ondes annoncées de ces mêmes postes. De plus, l'étalonnage ainsi obtenu n'est pas complet, ce qui empêche d'effectuer certaines mesures intéressantes.

Le mieux est donc de faire exécuter cet étalonnage par un laboratoire possédant un ondemètre étalon et un capacimètre.

On demandera donc à ce laboratoire les courbes suivantes :

- 1° Courbe de la capacité du condensateur variable ;
- 2° Courbe de la longueur d'onde pour L_1 , L_2 , L_3 et L_4 en série (position SSS des inverseurs) ;

3° Courbe de la longueur d'onde pour L_1 , L_2 en parallèle l'une sur l'autre, et mises en série avec L_3 et L_4 , mises elles-mêmes en série l'une par rapport à l'autre (position PSS des inverseurs) ;

4° Courbe de la longueur d'onde pour L_1 , L_2 , L_3 en parallèle les unes sur les autres et mises en série avec L_4 (position PPS des inverseurs) ;

5° Courbe de la longueur d'onde pour L_1 , L_2 , L_3 , L_4 en parallèle (position PPP des inverseurs).

L'étalonnage fait, on pourra utiliser l'ondemètre pour effectuer diverses mesures, soit de capacité, soit de self, soit encore de longueur d'onde, et dans ce but, on procédera comme il est dit ci-dessous.

1° Réglage préalable d'un récepteur sur une longueur d'onde donnée.

Placer l'index du condensateur variable et les inverseurs bipolaires à la position indiquée par les courbes comme correspondant à la longueur d'onde désirée.

Approcher l'ondemètre de la self d'antenne ou du cadre du récepteur à régler.

Placer l'inverseur unipolaire sur le plot correspondant au buzzer, ce qui a pour effet de mettre ce dernier en marche.

Régler le récepteur par les moyens ordinaires pour entendre au maximum, dans le casque de ce dernier, le son du buzzer de l'ondemètre.

Si ce son est trop fort, écarter l'ondemètre du récepteur, ce qui augmentera la précision du réglage.

2° Réglage d'un émetteur à ondes amorties ou à ondes entretenues modulées sur une longueur d'onde déterminée.

Mettre l'émetteur en marche.

Placer l'inverseur unipolaire sur le plot correspondant au détecteur.

Régler ce dernier sur un point sensible en approchant l'ondemètre du poste émetteur et en écoutant cet émetteur à l'aide de l'écouteur de l'ondemètre.

Chercher le maximum de son en manœuvrant les inverseurs bipolaires et le condensateur variable.

Chercher sur les courbes quelle est la longueur d'onde correspondante.

Modifier en conséquence le réglage de l'émetteur, puis refaire une nouvelle mesure, et cela, jusqu'à ce que l'émetteur soit réglé sur la longueur d'onde désirée.

3° Réglage d'un émetteur à ondes entretenues.

Procéder comme pour un émetteur à ondes amorties, mais remplacer l'écouteur par un milliampermètre à cadre mobile, de 0 à 1 milliampère, et chercher, pour une distance donnée entre l'ondemètre et l'émetteur, le maximum de déviation de l'aiguille du milliampermètre. Si cette aiguille dévie à l'envers, inverser tout simplement soit le milliampermètre, soit le détecteur.

Ce procédé de réglage au milliampermètre peut aussi être appliqué à l'étalonnage d'un émetteur à ondes entretenues, modulées ou à ondes amorties.

4° Mesures d'un condensateur dont la capacité est inférieure à 1/1.000 de microfarad.

Placer à son maximum le condensateur de l'ondemètre.

Faire fonctionner le buzzer, en pla-

çant l'inverseur I (fig. 5) sur le plot correspondant.

Régler un récepteur sur la longueur d'onde donnée, à ce moment, par l'ondemètre (procéder comme pour le réglage du poste sur une longueur d'onde déterminée) et ne plus toucher à ce réglage.

Brancher le condensateur à mesurer entre les bornes 1 et 2, ce qui le met en parallèle avec celui de l'ondemètre.

Sans changer la position des inverseurs, manœuvrer le condensateur variable de l'ondemètre afin de rattraper le maximum de son au récepteur.

Regarder sur la courbe de capacité du condensateur variable quelle est la capacité de ce dernier pour le réglage obtenu.

La capacité du condensateur mesuré est égale à la différence entre la capacité maximum du condensateur variable et la capacité trouvée sur la courbe.

Mesure d'un condensateur dont la capacité est égale ou supérieure à 1/1.000 de microfarad.

Enlever la barrette reliant les bornes 3 et 4 et brancher le condensateur à mesurer entre ces deux bornes.

Placer le condensateur variable à son maximum.

Mettre le buzzer en marche et régler un récepteur sur la longueur d'onde donnée par l'ondemètre.

Enlever le condensateur à mesurer et remettre en place la barrette reliant les bornes 3 et 4.

Chercher l'accord du condensateur variable de l'ondemètre qui redonne la longueur d'onde sur laquelle était réglé le récepteur (sans toucher au réglage de ce dernier ni aux selfs de l'ondemètre).

Lire sur la courbe du condensateur la capacité de ce dernier, au moment où cet accord est obtenu.

Appelons X la capacité à mesurer,

A la capacité maximum du condensateur variable de l'ondemètre,

B la capacité trouvée au moment de l'accord.

La capacité du condensateur mesuré est :

$$X = \frac{AB}{A - B}$$

Bien entendu, toutes ces mesures doivent être effectuées avec le maximum possible d'écartement entre l'ondemètre et le poste récepteur servant de circuit fixe.

(A suivre.)



UN B. G. P. MIXTE

par R. LEPESQUEUR

■ ■ ■ ■ ■

DÉPUIS l'apparition des lampes à grille de protection, les lecteurs de *L'Antenne* ont trouvé dans cette revue plusieurs descriptions de montages supradynes dits B. G. P., à commencer

que le deuxième fonctionne en résonance par une self accordée.

Ce montage est simple, facile à mettre au point, d'un prix de revient abordable et donne de bons résultats.

Le schéma de principe est représenté

est montée suivant le mode habituel, la grille principale étant attaquée par le circuit d'accord cadre — CV₁, la grille auxiliaire et la plaque se trouvant reliées à l'oscillatrice, que nous avons choisie du modèle « toutes ondes »

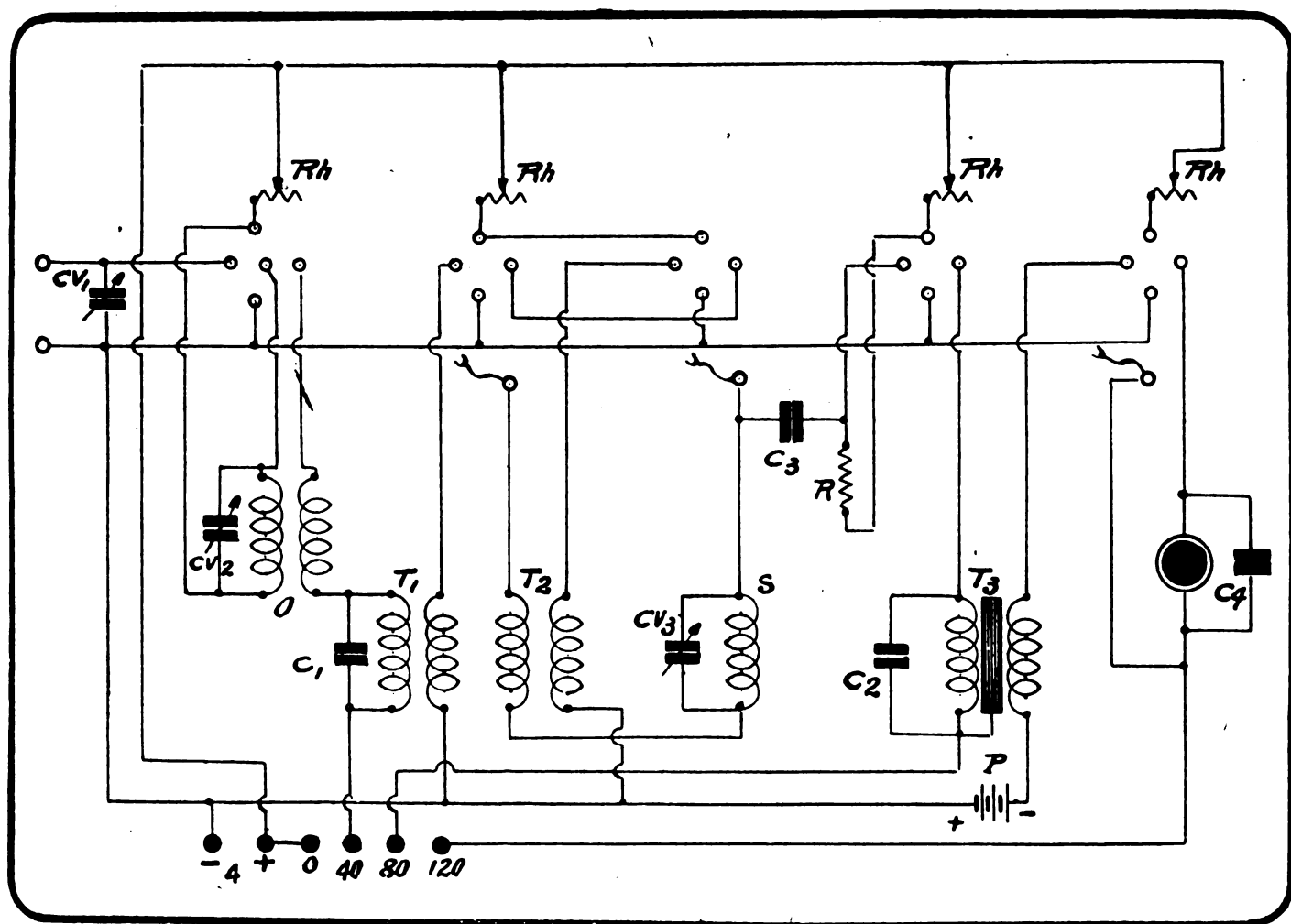


Fig. 1.

par le fameux B. G. P. type DD jusqu'à l'ampli VL 100 type VI.

Nous avons, à l'intention des lecteurs du *Q S T*, réalisé un récepteur à cinq lampes du type B. G. P. mixte, à savoir que, parmi les deux étages moyenne fréquence, le premier est équipé avec un transformateur, alors

par la figure 1 ci-contre, schéma classique et déjà bien connu, se rapprochant beaucoup de celui donné dans le numéro 300 de *L'Antenne*. L'accord du cadre se fait à l'aide du condensateur variable CV₁ de 0,5 ou 1/1.000, si possible démultiplié ou à vernier. La bigrille, changeuse de fréquence,

pour plus de simplicité. Le bobine de grille de cette oscillatrice est accordée par un deuxième condensateur variable, CV₂, d'une valeur de 0,5/1.000 de μ F. obligatoirement démultiplié et de très bonne qualité. Dans le circuit de plaque de la bigrille et après l'oscillatrice, nous trouvons le primaire du

tesla moyenne fréquence T₁. Cet enroulement est shunté par un condensateur fixe, C₁, qui, dans le montage ayant servi pour la présente réalisation, est de 1/1.000 de μ F. ; mais cette valeur peut varier suivant la marque du tesla ; avec certains même, ce condensateur ne doit pas être monté, car il se trouve à l'intérieur du boîtier ; le mieux est de se renseigner auprès du constructeur ou du revendeur. L'enroulement secondaire, relié au moins quatre et à la grille de la première lampe M.F., est accordé par un condensateur fixe ou ajustable placé par le constructeur.

Vient ensuite la première lampe à grille de protection ; cette dernière, ainsi que chacun le sait, est reliée à la broche correspondant à la broche plaque d'une triode et doit être portée à un potentiel égal à la moitié de la tension plaque, soit ici 40 volts, qui nous servent aussi pour la changeuse de fréquence. La borne plaque de cette B.G.P., placée sur l'ampoule, reçoit un fil souple venant de la borne P₁ reliée elle-même à l'entrée du primaire du transformateur M.F. ; la sortie du primaire va au + 80. Comme pour le tesla, le secondaire de ce transformateur est accordé par une capacité fixe ou ajustable montée par les soins du constructeur ; l'entrée de ce bobinage est connecté à la grille de la deuxième B.G.P. et la sortie au — 4. Dans le circuit plaque de cette lampe, se trouve une self M.F., dont l'accord sur la fréquence intermédiaire est assuré par CV₃, petit condensateur variable de modèle réduit et de 0,25/1.000, à air ou au mica, que nous avons monté sur le panneau avant de notre poste. Comme pour la lampe précédente, nous avons un fil souple relié à la borne P₂ ; un condensateur de liaison C₂, de 0,2/1.000, à air de préférence ou tout au moins au mica, est intercalé entre cette borne et la grille de la détectrice portée au potentiel favorable par la résistance de fuite R, de 1 ou 2 mégohms. (Dans le schéma de montage, une petite erreur fait que la résistance est marquée C₂ et le condensateur R.)

Le transformateur basse fréquence doit être de très bonne qualité si l'on tient à la fidélité de l'audition. Il sera de rapport 1/4 ou 1/3 et autant que possible du type « super » ; son primaire est shunté par C₂, condensateur fixe de 2/1.000. Le secondaire attaque la grille de la B.F. Cette lampe sera une spéciale basse fréquence, ou mieux une trigrille de puissance B 443 ou R 79 ; en prévision de cette dernière lampe, nous avons placé une borne P₃,

reliée au + H.T. et à un fil souple qui sera connecté avec la borne placée sur le culot de la lampe. Pour l'emploi d'une lampe ordinaire, il suffit de supprimer cette borne et ce fil.

La pile de polarisation sera de 4 volts pour une lampe B.F. normale (pile de lampe de poche) et de 12 à 15 volts pour une bigrille (trois piles de lampe de poche en série).

Le condensateur C₄ qui, est aux bornes du haut-parleur a une capacité de 2/1.000 de μ F.

Nous avons figuré une alimentation sous 120 volts pour la B.F. ; cette tension est nécessaire pour le bon fonctionnement d'une trigrille de puissance, mais, pour une lampe normale, elle pourra n'être que de 80 volts, il n'y a alors qu'à relier à l'aide d'une barrette les prises + 80 et + 120.

Quatre rhéostats servent à régler au mieux le chauffage des lampes ; nous en avons un pour la bigrille changeuse de fréquence, un pour les deux M.F., un pour la détectrice et un pour la B.F. ; une valeur de 20 ou 30 ohms convient pour chacun d'eux.

Comme vous le voyez, ce montage n'a rien de compliqué ; nous l'avons intentionnellement fait le plus simple possible ; la platine avant en ébonite

mesure 60 cm. sur 20 et porte tous les appareils de commande ; les supports de lampes et les transformateurs sont fixés sur une planche horizontale de 60 cm. sur 21,5. Le tout trouvera sa place dans une ébénisterie au goût de chacun.

La mise au point est très facile si l'on a déjà quelques notions sur les changeurs de fréquence. Il faut d'abord s'assurer que la bigrille oscille bien, point capital pour le fonctionnement du récepteur. Ce fait acquis, il suffit de rechercher une émission assez puissante à l'aide de CV₁ et CV₂ ; pour cette opération, placer CV₃ à moitié de la capacité environ et chauffer les M.F. à fond ; si l'accrochage est trop brutal ou même impossible à éliminer, diminuer un peu le chauffage de ces deux lampes. Il convient ensuite de régler CV₃ pour l'obtention du maximum de rendement, tant en puissance qu'en pureté, et aussi pour une grande douceur d'accrochage.

Tel qu'il est, ce poste peut être monté par tout amateur quelque peu adroit et prévenu ; les résultats, sans toutefois atteindre au record, sont susceptibles de satisfaire tous ceux qui désirent de bonnes auditions des principaux postes de radiodiffusion européens.

Le problème de l'alimentation pratique des Batteries de T. S. F. est définitivement

résolu par le

REDRESSEUR

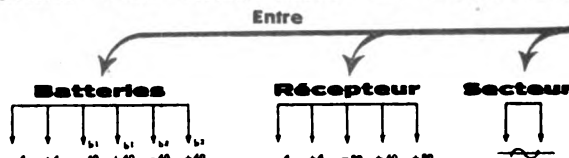
TUNGAR JUNIOR TRIPLEX

(BREVETS THOMSON)

Avec
Combinateur
à 3 positions

Charge des batteries
filament ———
Ecoute ———
Charge des batteries
tension plaque ———

Supprime tout changement de connexions



SOCIÉTÉ GÉNÉRALE
DE CONSTRUCTIONS
ÉLECTRIQUES & MÉCANIQUES
(ALSTHOM)

SERVICE DES REDRESSEURS DE COURANT 364, Rue Lecourbe - PARIS

L'AMPLIFICATION DANS LA TÉLÉVISION

par G.-H. D'AILLY, docteur ès sciences

■ ■ ■ ■ ■

LA télévision se base, comme on sait, sur le principe de subdivision de l'image mouvante à transmettre dans un très grand nombre de petites parties, dont la luminosité est transmise successivement de l'une et de l'autre. La partie de subdivision est supposée si petite que l'œil ne peut pas y distinguer des détails et l'image se présente seulement par la combinaison de toutes ces petites parties de subdivision. A la station de réception, la surface où doit apparaître l'image transmise est divisée en des petites parties correspondant à celles de l'image originale, et elles sont éclairées d'une manière et d'une force qui pour chaque petite partie correspond à la luminosité de la partie homologue. Comme on ne peut que transmettre la luminosité d'une seule petite partie à la fois, il est nécessaire que la suite d'impulsions qui représentent la luminosité des différentes parties se suivent, l'une après l'autre, avec une très grande vitesse pour donner à l'œil l'impression d'une image continue.

On sait que la subdivision de l'image est faite par un disque qui se trouve devant l'image à transmettre, et qui porte une série de petits trous, placés en spirale à sa périphérie de telle manière qu'un seul trou se trouve devant l'image à la fois. Quand le

disque tourne, les trous passent devant l'image l'un après l'autre et tracent des lignes sur celle-ci, lignes qui sont très près l'une de l'autre. Ainsi l'image est subdivisée en un grand nombre de lignes, et chaque ligne se compose de toutes les positions sur l'image que peut prendre un des trous sur le disque. Quand le dernier trou quitte l'image à la dernière ligne — en bas — le premier trou entre sur la première ligne — en haut. Toute l'exploration de l'image correspond donc à un tour du disque. Comme les trous se trouvent sur un disque, il est clair que les lignes de subdivision de l'image deviennent un peu courbées, chaque ligne ayant son centre dans le centre du disque. Cette courbure de lignes complique inutilement les calculs que nous allons faire ici; nous pouvons donc supposer que le rayon du disque est si grand qu'on peut négliger la courbure des lignes, et nous pourrions les considérer comme des droites.

Pour avoir une idée plus claire du procédé, et qui nous sera utile pour les calculs qui suivent, nous pouvons supposer que le disque tournant est échangé contre une bande selon la figure 1. La bande que nous supposons infinie (c'est-à-dire en pratique fermée comme un anneau) porte les petits trous *a*, *b*, *c*, *d*, etc... et quand

la bande se déplace dans la direction de la flèche, c'est-à-dire de gauche à droite, les trous passent devant le carré 1, qui représente l'image à transmettre et tracent les cinq lignes 1, 2, 3, 4, et 5, dont la largeur est, dans cet exemple, justement $1/5$ de la hauteur de l'image. Nous voyons que les trous sont distribués de telle sorte qu'un trou entre sur l'image juste au moment où le trou précédent est sorti de l'image, ce qui veut dire qu'un seul trou se trouve à la fois devant l'image. Ainsi nous voyons que premièrement le trou *a* trace la ligne 1, puis le trou *b* trace la ligne 2, puis le trou *c* trace la ligne 3, etc... et justement quand le dernier trou (non marqué dans la figure) a fini de tracer la ligne 5, un autre trou, placé homologuement au trou *a* commence à tracer la ligne 1, c'est-à-dire tout se répète identiquement.

Pour la simplicité, nous avons ici fait une subdivision de la figure qui naturellement serait insuffisante pour avoir des transmissions nettes; en effet l'image est subdivisée en 5 lignes seulement dont chacune peut être considérée comme composée de 5 éléments correspondant en grandeur et forme à un des trous, qui successivement passent l'image. Dans la pratique, il faut naturellement utiliser une subdivision beaucoup plus resserrée et, au lieu des 25 éléments que nous avons supposés, il faudra peut-être en prendre quelques mille. Cela est cependant sans importance de principe; dans notre calcul suivant, nous pouvons simplement supposer que l'image à transmettre — dont nous supposons, pour la simplicité, que la forme est carrée — est subdivisée en n^2 éléments, donc en n lignes horizontales d'une largeur de $1/n$ de la hauteur de l'image. Chaque ligne à son tour peut être considérée comme composée par n éléments de la forme et grandeur du trou qui passe devant l'image. Ces petits éléments correspondront eux-mêmes à un carré dont le côté égalera $1/n$ du côté de l'image, donc la surface de l'élément sera $1/n^2$ de la surface de l'image.

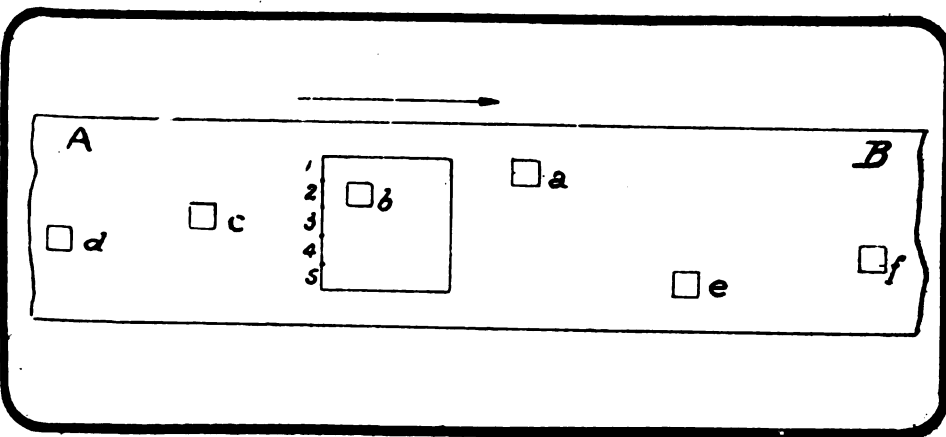


Fig. 1

Quand le trou explore l'image par lignes successives, la force de la lumière, qui traverse le trou mobile pour frapper une cellule photo-électrique, varie suivant l'éclairement de l'image à transmettre. Ces variations d'éclairement font naître un courant variable à l'intérieur de la cellule, et nous pouvons supposer que cette variation correspond tout à fait aux variations de la force de la lumière qui frappe la cellule. Il s'agit maintenant de transmettre — avec ou sans fil — après amplification nécessaire — ces variations à la station réceptrice, où elles doivent influencer sur une lampe à néon qui éclaire un trou identique à celui de l'émetteur et qui se déplace devant une surface où l'image transmise doit apparaître d'une manière tout à fait analogue au mouvement du trou, qui passe devant l'image à trans-

certaine ligne horizontale sont généralement peu différentes des variations qui correspondent au passage le long de la ligne suivante. Dans beaucoup de cas, cela est absolument vrai, savoir dans les parties de l'image où, pour le moment, il n'y a pas des variations de nuances verticales, mais seulement horizontales. Les variations se répètent donc pour chaque ligne décrite par le trou, et nous voyons que la période correspond justement à la distance entre le point où le trou commence à explorer l'image et celui où il la quitte. Cette distance est cependant celle que nous avons donnée ci-dessus, et si nous supposons généralement que le côté du trou mobile est $1/n$ du côté de l'image, nous obtenons que la période est égale à $1 + 1/n$ du côté de l'image. Supposons que ce dernier est pris comme unité, nous pouvons

que représente la fonction (2) en comparaison de la courbe que représente la fonction (1) : premièrement le changement qu'ont subi les coefficients b_v et deuxièmement le changement qu'ont subi les angles de phase β_v .

Quand il s'agit de la radiophonie ordinaire, c'est seulement la première possibilité de déformation qui joue un rôle; le changement des angles de phase pour les termes différents dans le développement (2) n'a aucune influence sur le son que représente éventuellement la fonction (2). Cela découle du fait que l'oreille n'est pas sensible à un déplacement de phase pour une ou plusieurs notes qu'on entend à la fois; seul est à considérer le changement des grandeurs relatives des amplitudes des différentes notes qui sont perceptibles à l'oreille humaine. Si donc un amplificateur est construit de façon qu'il laisse les coefficients b_v proportionnels ou à peu près proportionnels aux coefficients a_v , mais change les angles de phase β_v selon quantités de n'importe quelle grandeur, en comparaison des angles de phase α_v , le son que représentent les deux courbes (2) et (1) est pour l'oreille une reproduction absolument fidèle. Aussi on cherche toujours à construire les éléments d'un amplificateur, par exemple les transformateurs, de telle sorte que la déformation des coefficients du développement (2) soit négligeable pour l'oreille, c'est-à-dire qu'on cherche à conserver la proportion entre les a_v et les b_v entre des limites qui correspondent à la sensibilité de l'oreille humaine.

Mais la chose est tout autre quand il s'agit de la télévision. Ici on ne peut négliger la déformation dont la cause est seulement le changement des angles de phase β_v en comparaison des angles de phase α_v . Bien que l'amplificateur puisse être construit de façon à conserver absolument la proportionnalité entre les coefficients b_v et a_v , le changement des angles de phase dans les deux développements se présente comme une forte déformation de la courbe, d'où résulte ce fait, que la transmission de l'image n'est pas du tout nette et ne correspond pas à l'original, c'est-à-dire que nous obtenons une transmission très mauvaise où les contours ne sont pas du tout clairs et distincts. Un amplificateur qui pour la radiophonie ordinaire est de première qualité peu pour la télévision, être très mauvais. Nous en déduisons qu'il faut se placer à un point de vue tout à fait différent suivant qu'il s'agira de construire des amplificateurs pour la télévision ou pour la radiophonie ordinaire.

Comme exemple, étudions un amplificateur très simple des courants de la cellule photoélectrique. Supposons que l'appareil se compose en tout de éléments que nous avons schématisé

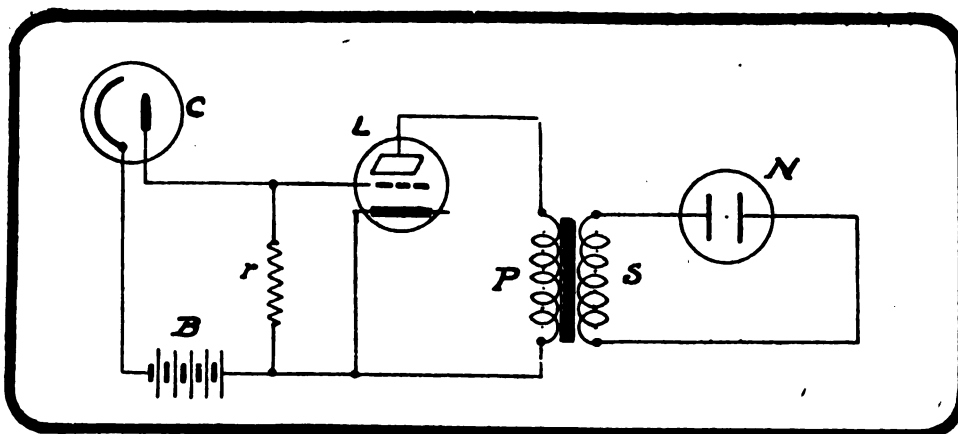


Fig. 2

mettre. Pour avoir une transmission nette de l'image, il faut donc que les variations de la force de la lumière qui frappe la cellule, ou le courant qui passe celle-ci, soient très fidèlement reproduits par les variations de l'éclairement de la lampe à néon. Si nous représentons les variations du courant dans la cellule par une courbe et l'éclairement de la lampe à néon par une autre courbe, il faut absolument que ces deux courbes soient de la même forme, la dernière étant peut-être un agrandissement de la première.

Mais cela représente une grande difficulté pour le problème de l'amplification, une difficulté qui est beaucoup plus grande que celle de l'amplification dans la radiophonie ordinaire. Nous pouvons expliquer la chose ainsi.

Dans beaucoup de cas, et surtout si on se limite seulement à une bande horizontale de l'image à transmettre, on peut supposer que la fonction qui exprime les variations de la lumière qui traverse le trou mobile est une fonction périodique ou partiellement périodique avec une période égale au côté de l'image plus le côté du trou mobile. En effet, les variations de la lumière pendant que le trou passe une

simplement dire que la période est égale à $1 + 1/n$.

La fonction périodique qui représente les variations de la lumière, et donc les variations du courant de la cellule, peut donc être représentée par la série de Fourier, savoir :

$$f(x) = \sum a_v \sin \left(\frac{2\pi vx}{p} + \alpha_v \right) \quad (1)$$

où p est égal à $1 + 1/n$, c'est-à-dire la période de la fonction.

Les variations que représente la fonction (1) sont maintenant amplifiées; il en résulte une autre fonction périodique avec la même période, savoir :

$$F(x) = \sum b_v \sin \left(\frac{2\pi vx}{p} + \beta_v \right) \quad (2)$$

Les coefficients b_v dépendent des coefficients a_v mais aussi des éléments de l'amplificateur employé et de même les angles de phase β_v dépendent des angles de phase α_v mais aussi des éléments de l'amplificateur.

Nous avons donc deux possibilités pour la déformation de la courbe

ment dessinés dans la figure 2. C est la cellule photoélectrique, alimentée par la pile B, et le circuit de la cellule est fermé à travers la résistance r . Nous supposons maintenant, pour la simplicité, que les variations en tension entre les extrémités de la résistance r sont très petites en comparaison avec toute la tension de la pile B; donc nous pouvons supposer que les variations de la force de la lumière qui frappe la cellule sont totalement proportionnelles aux varia-

sentons par ρ la résistance totale ohmique du circuit L-P, par L_1 nous représentons l'inductance de P, par M le coefficient d'induction mutuelle entre P et S, par L_2 l'inductance de S, par i_1 le courant du circuit L-P et par i_2 le courant du circuit S-N. La tension de la grille de L est proportionnelle à la force de la lumière qui frappe la cellule. Nous représentons par E cette tension. De plus le coefficient d'amplification de L est appelé μ .

Maintenant il est facile de trouver

qui est aussi écrit symboliquement, et où R représente la résistance ohmique totale du circuit. Les deux équations donnent comme résultat :

$$E\mu = \frac{(\rho + pL_1)(R + pL_2)}{Mp} \cdot i_1 \quad (5)$$

ou

$$i_1 = \frac{\mu Mp}{(\rho + pL_1)(R + pL_2)} \cdot E \quad (6)$$

et dans cette dernière équation nous avons exprimé le courant i_1 comme « fonction opérative » de la tension E et des constantes des circuits. La fraction

$$\frac{\mu Mp}{(\rho + pL_1)(R + pL_2)} \quad (7)$$

représente une opération combinée de dérivations et d'intégrations qu'il faut exécuter sur la fonction E pour obtenir la fonction i_1 , et nous voyons que cette opération a la forme :

$$\frac{P_1(p)}{P_2(p)} \quad (8)$$

où $P_1(p)$ et $P_2(p)$ sont deux polynômes — dans ce cas d'une nature très simple — donc l'opération prend la forme symbolique d'un quotient entre deux polynômes en p .

L'équation (6) peut donc plus généralement s'écrire :

$$i_1 = \frac{P_1(p)}{P_2(p)} \cdot E \quad (9)$$

Nous signalons ici que la forme opérative (9) de l'équation qui donne i_1 en partant de E est la plus générale et enveloppe tous les amplificateurs imaginables. Nous pouvons donc toujours affirmer que, quand il s'agit de trouver un courant final ou une tension finale, en partant d'une certaine tension ou courant, qui est une fonction du temps, l'équation qui donne la tension, ou le courant final prend toujours la forme (9) où E est la tension ou le courant duquel on part et i_1 est le courant ou la tension finale qu'on cherche.

Nous allons maintenant donner un exemple très simple d'un type d'opération de la forme (8) que ne change pas l'amplitude d'un courant en l'amplifiant, mais qui change très essentiellement l'angle de phase du courant, ce changement de phase étant de plus différent pour différentes fréquences du courant. Supposons donc que l'opération à employer est de la forme simple :

$$\frac{P_1(p)}{P_2(p)} = K \cdot \frac{p - a}{p + a} \quad (10)$$

où a est un nombre réel, complètement arbitraire.

L'équation (9) devient maintenant

$$i_1 = K \cdot \frac{p - a}{p + a} \cdot E \quad (11)$$

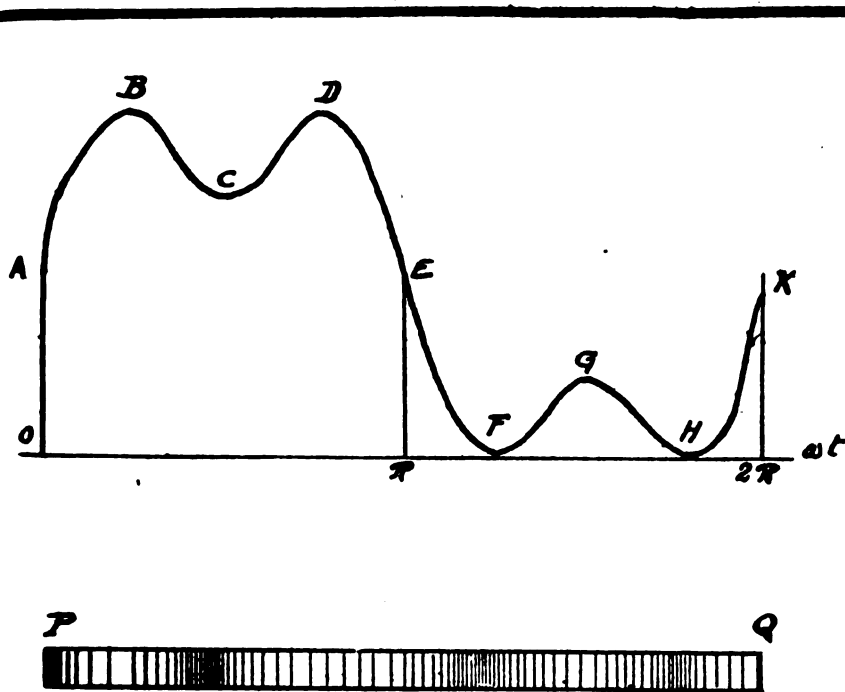


Fig. 3

tion de la tension de la grille de la lampe L, qui assure l'amplification. Le circuit de plaque de cette lampe est fermé par le primaire P d'un transformateur dans le circuit secondaire duquel se trouve la lampe à néon. Dans le circuit de plaque de L nous avons simplement supprimé la pile, car nous nous intéressons seulement à la partie alternative des courants. Naturellement cette pile est en place dans le véritable appareil, mais dans nos calculs nous pouvons la négliger. Ainsi pour la simplicité nous supposons pour le moment que le courant dans le circuit S-N est trop faible pour avoir une influence sur le circuit de plaque de la lampe L. Nous cherchons maintenant le courant dans le circuit S-N. Nous repré-

sente une expression pour i_2 en fonction de E et des constantes de l'amplificateur. L'équilibre du premier circuit donne :

$$E\mu = \rho i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} = (\rho + pL_1)i_1 \quad (3)$$

où le dernier membre est écrit symboliquement en exprimant par la lettre p l'opération de dérivation. Donc il faut toujours interpréter

p par $\frac{d}{dt}$, p^2 par $\frac{d^2}{dt^2}$, p^3 par $\frac{d^3}{dt^3}$ etc...

D'une façon analogue le symbole $1/p$ désigne une intégration, $1/p^2$ désigne une intégration double, etc...

De l'équilibre du deuxième circuit nous obtenons :

$$Mpi_1 = (R + pL_2)i_2 \quad (4)$$

ou

$$pi_2 + ai_1 = KpE - KaE \quad (12)$$

Nous rappelons cependant que p ne signifie qu'une dérivation, donc

$$\left. \begin{aligned} pi_1 &= \frac{di_1}{dt} \\ pE &= \frac{dE}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

et puis nous mettons :

$$E = E_0 e^{j\nu\omega t} \quad (14)$$

c'est-à-dire que E est une fonction harmonique — écrite dans la forme

après que nous avons exécuté les dérivations :

$$(j\nu\omega + a) \cdot i_0 \cdot e^{j(\nu\omega t + \alpha_v)} = K \cdot (j\nu\omega - a) E_0 e^{j\nu\omega t} \quad (16)$$

ou

$$i_0 \cdot e^{j(\nu\omega t + \alpha_v)} = \frac{K(j\nu\omega - a)}{j\nu\omega + a} \cdot E_0 \cdot e^{j\nu\omega t} \quad (17)$$

Cependant nous voyons facilement que la valeur absolue :

$$\left| \frac{K(j\nu\omega - a)}{j\nu\omega + a} \right| = K \quad (18)$$

phonie ordinaire. En effet nous avons dit plus haut que le seul point important, quand il s'agit de la reproduction fidèle du son, est que dans un développement les coefficients soient augmentés selon (1) dans la même proportion après l'amplification. Mais le changement d'angle de phase, qui éventuellement se présente, est pour le son sans aucune importance.

Nous pouvons facilement calculer le changement de phase ainsi. De l'équation (17) nous tirons :

$$\nu\omega t + \alpha_v = \arg \left\{ \frac{j\nu\omega - a}{j\nu\omega + a} \right\} + \nu\omega t \quad (20)$$

où le symbole « arg » signifie l'argument du nombre complexe qui suit entre les crochets. Puis nous obtenons :

$$\begin{aligned} \alpha_v &= \arg \left\{ \frac{j\nu\omega - a}{j\nu\omega + a} \right\} \\ &= \arg \left\{ \frac{a - j\nu\omega}{a + j\nu\omega} \right\} + \pi \end{aligned} \quad (21)$$

où le changement de signe du nombre complexe représente une augmentation de l'argument par π . Si maintenant nous mettons :

$$\operatorname{tg} \varphi_v = \frac{\nu\omega}{a} \quad (22)$$

nous obtenons :

$$\begin{aligned} \alpha_v &= \arg(a - j\nu\omega) - \arg(a + j\nu\omega) \\ &+ \pi = -\varphi_v - \varphi_v + \pi = \pi - 2\varphi_v \end{aligned} \quad (23)$$

ou

$$\alpha_v = \pi - 2\varphi_v \quad (24)$$

De cela nous voyons que l'angle de phase des termes d'un développement selon (1) se change pour tous les termes et avec des valeurs différentes qui dépendent des valeurs de ν et de ω . La reproduction de la courbe que représente (1), c'est-à-dire la courbe que représente (2), n'est donc pas du tout de la même forme que la courbe originale bien que la proportionnalité des coefficients de différents termes soit conservée dans l'amplification, et nous comprenons donc que l'amplificateur en question, qui est idéal dans le cas du son, est assez mauvais dans le cas de la télévision.

Par la suite nous allons donner quelques exemples de la nature, l'ordre de grandeur de la déformation des images et leurs contours à cause d'un changement de l'angle de phase comme celui que nous avons justement décrit.

Nous avons vu qu'on peut songer à un amplificateur dont le « facteur opératif » est susceptible de conserver totalement la proportionnalité des coefficients d'un développement après l'amplification et après, ce qui signifie que l'amplificateur fonctionnerait d'une manière idéale quand il s'agit de l'amplification du son dans la radiophonie ordinaire. Mais en

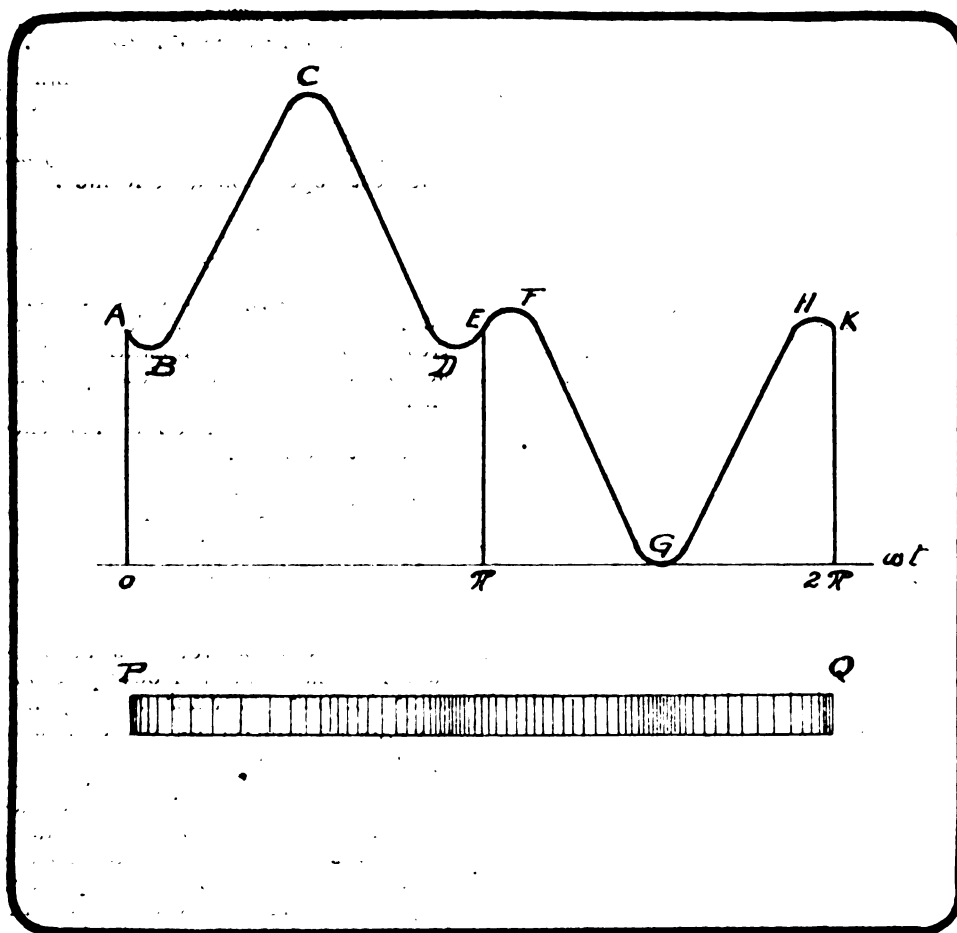


Fig. 4

habituelle vectorielle — dont la pulsation est $\nu\omega$. E peut donc, selon la valeur de ν , représenter ou une oscillation fondamentale, ou n'importe quel harmonique de cette oscillation fondamentale.

L'oscillation correspondante dans le dernier circuit, c'est-à-dire le courant i_2 , peut donc s'écrire sous la forme :

$$i_2 = i_0 e^{j(\nu\omega t + \alpha_v)} \quad (15)$$

où i_0 est l'amplitude et α_v le changement d'angle de phase en comparaison avec l'angle de phase de E . L'équation (12) devient maintenant,

est toujours constante pour n'importe quelles valeurs de ν et de ω et nous obtenons finalement :

$$i_0 = K \cdot E_0 \quad (19)$$

où K donc est une valeur constante qui représente la grandeur de l'amplification en question.

Comme la valeur ne dépend pas du tout des valeurs de ν et de ω , nous voyons donc que l'amplification en question conserve totalement la proportionnalité entre les coefficients dans un développement de la forme (1), ce qui veut dire que l'amplificateur serait idéal dans le cas de la radio-

temps nous avons vu que le même amplificateur — idéal pour le son — peut être assez mauvais pour l'amplification qu'il faut faire dans la télévision à cause du changement de l'angle de phase pour des fréquences différentes qui résultent de l'amplification. Cela a, en effet, comme résultat une déformation de la courbe qui représente les variations des nuances de l'image à transmettre et la transmission devient donc peu nette et ses contours perdent leur caractère original distinct.

Maintenant nous allons donner quelques exemples de déformation d'après lesquels on peut estimer l'ordre de grandeur de confusion qui peut se présenter dans la transmission des images et surtout dans la télévision

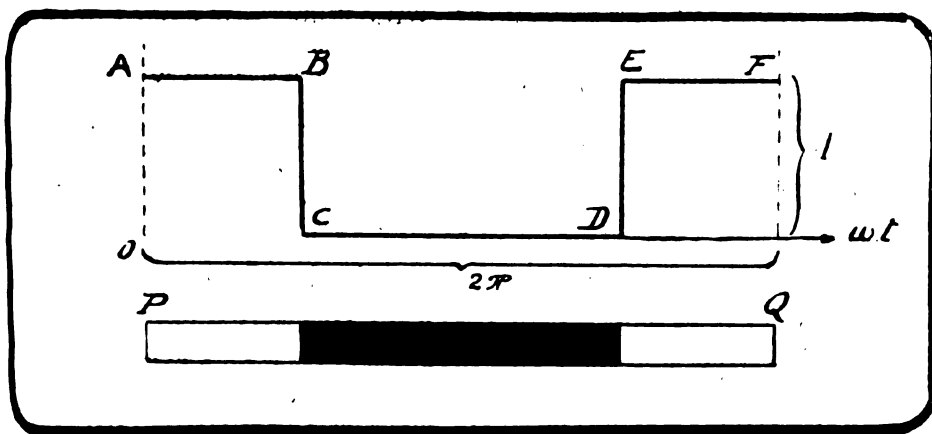


Fig. 5

où la vitesse de transformation est extrêmement grande.

Supposons donc que nous voulons transmettre par la télévision une vue, dans laquelle il n'y a pour le moment aucun mouvement et où on peut représenter la variation des nuances entre blanc et noir — au moins pour une certaine partie de la vue — par un développement de la forme (1), mais où nous avons seulement deux termes, donc un développement comme celui-ci

$$f(t) = 22 + 20 \sin \omega t + 10 \sin 3\omega t \quad (25)$$

Cependant nous avons ici ajouté aux deux termes du développement la constante 22 pour éviter que la fonction devienne négative. En effet, on ne peut pas parler d'une force négative de la lumière.

Après l'amplification la fonction devient :

$$F(t) = 30 + 20 \sin (\omega t + \alpha_1) + 10 \sin (3\omega t + \alpha_2) \quad (26)$$

On nous a vu pour la simplicité supposer que le facteur d'amplification est 1. Aussi ici nous avons ajouté la constante 30 pour éviter que la fonction devienne négative, et cela est facile à réaliser pratiquement

en intercalant une pile convenable dans le dernier circuit. Comme nous avons supposé que la proportionnalité entre les coefficients est conservée, nous obtenons les mêmes coefficients, respectivement 20 et 10 dans les deux développements. Mais l'angle de phase est changé dans le deuxième développement, ce que nous avons marqué par les valeurs, α_1 et α_2 .

Maintenant nous écrivons le développement (26) ainsi :

$$F(t) = 30 + 20 \cdot \sin (\omega t + \alpha_1) + 10 \sin (3\omega t + 3\alpha_1 + \alpha_2 - 3\alpha_1) \quad (27)$$

et cherchons si l'amplificateur en question peut avoir comme effet d'obtenir

$$\alpha_2 - 3\alpha_1 = -\pi \quad (28)$$

ω varie. Premièrement nous obtenons de (32) pour :

$$\omega = 0 \quad (35)$$

les valeurs :

$$\varphi_1 = 0 \quad (36)$$

$$\varphi_2 = 0$$

ce qui veut dire que l'expression (34) devient zéro, donc :

$$6\varphi_1 - 2\varphi_2 = 0 \quad (37)$$

Cependant si nous laissons ω augmenter vers l'infini positif, l'expression (34) augmente aussi et nous obtenons en effet pour :

$$\omega = +\infty \quad (38)$$

les valeurs :

$$\varphi_1 = \frac{\pi}{2} \quad (39)$$

$$\varphi_2 = \frac{\pi}{2}$$

Mettons ces valeurs dans l'expression (34) nous obtenons :

$$6\varphi_1 - 2\varphi_2 = 6 \cdot \frac{\pi}{2} - 2 \cdot \frac{\pi}{2} = 2\pi \quad (40)$$

Dans le cas de l'équation (37) nous avons l'expression (34) égale à zéro et dans le cas de l'équation (40) la même expression a pris la valeur 2π , et comme la variation de l'expression se fait continuellement avec une variation continue de ω , il est clair qu'il existe au moins une valeur de ω pour laquelle l'expression (34) est égale à π . Nous pouvons donc — pour une certaine valeur de ω — affirmer la possibilité

$$6\varphi_1 - 2\varphi_2 = \pi \quad (41)$$

d'où résulte, comme nous avons vu,

$$\alpha_2 - 3\alpha_1 = -\pi \quad (42)$$

Le développement (30) est donc justifié.

Nous allons maintenant comparer les deux courbes que représentent les développements (25) et (30). Pour la simplicité nous changeons cependant la variable dans (30) en mettant ωt au lieu de $\omega t + \alpha_1$. Ce changement représente seulement un petit déplacement de l'origine de t le long de l'axe réel, chose qui pour notre démonstration est sans importance.

Au lieu du développement (30) nous obtenons donc le développement :

$$F(t) = 30 + 20 \sin \omega t - 10 \sin 3\omega t \quad (43)$$

Maintenant nous allons à la comparaison des deux courbes correspondant respectivement aux développements (25) et (43). Si nous négligeons pour le moment le terme constant dans les développements qui n'influe pas sur la forme des courbes, nous voyons que les deux développements ne diffèrent que par le signe du der-

Donc le développement devient :

$$F(t) = 30 + 20 \sin (\omega t + \alpha_1) + 10 \sin [3(\omega t + \alpha_1) - \pi] \quad (29)$$

ce qui peut être écrit :

$$F(t) = 30 + 20 \sin (\omega t + \alpha_1) - 10 \sin [3(\omega t + \alpha_1)] \quad (30)$$

Selon (24) nous avons cependant :

$$\alpha_2 = \pi - 2\varphi_2 \quad (31)$$

$$\alpha_1 = \pi - 2\varphi_1$$

où d'après (22) :

$$\varphi_1 = \arctg \frac{\omega}{a} \quad (32)$$

$$\varphi_2 = \arctg \frac{3\omega}{a}$$

Nous pouvons donc mettre :

$$-\pi = \alpha_2 - 3\alpha_1 = \pi - 2\varphi_2 - 3\pi + 6\varphi_1 = -2\pi + 6\varphi_1 - 2\varphi_2 \quad (33)$$

c'est-à-dire nous cherchons des valeurs de φ_1 et de φ_2 ainsi que :

$$6\varphi_1 - 2\varphi_2 = \pi \quad (34)$$

Nous étudions donc comment l'expression (34) varie quand la pulsation

nier terme, signe qui est *plus* dans le développement (25) mais qui est *moins* dans le développement (43). L'influence de l'amplification, qui est nulle pour les valeurs absolues des coefficients, a cependant changé l'angle de phase du dernier terme de $F(t)$ en comparaison de l'angle de phase du terme précédent. Nous avons déjà dit qu'une telle influence est totalement imperceptible pour l'oreille humaine, et l'impression du son original, représenté par le développement (25) est, pour l'oreille, identique à l'impression du son « amplifié » représenté par le développement (43).

Mais une simple comparaison de l'allure des deux courbes montre que pour la télévision l'amplificateur en question est extrêmement mauvais

K où elle est la même que dans le point A.

Dans la moitié gauche de la figure nous avons donc deux maxima de luminosité assez clairs, entre lesquels la luminosité diminue un peu dans le domaine autour du point C. Et dans la partie droite de la figure nous avons deux parties à peu près noires — les environs des points F et H — entre lesquelles se trouve un maximum relatif G assez sombre.

Pour donner une idée de l'allure de la bande horizontale de l'image, correspondant à la courbe de la figure 3, nous avons marqué schématiquement, au-dessous de la courbe, par PQ, l'apparence de la bande horizontale. Nous voyons que les points B et D correspondent aux

se sont changés en maximum simple de la figure 4, correspondant au point C. Et de même pour les parties noires de la partie droite de la figure. Les deux parties noires de la figure 3, correspondant aux points F et H, se sont changées en la seule partie noire de la figure 4, correspondant au point G.

En somme, nous voyons que la déformation qu'a subie l'image transmise est très remarquable, et nous comprenons qu'avec l'amplificateur en question — qui est idéal pour la radiophonie ordinaire — il est impossible d'obtenir par la télévision des images nettes et correctes.

Nous prenons un autre exemple qui est très représentatif. Supposons donc que l'image à transmettre porte dans sa partie du milieu une bande verticale toute noire, dont la largeur occupe la moitié de toute l'image. La bande est située symétriquement autour du milieu de l'image et les parties extérieures sont d'une luminosité que nous représentons par le nombre 1. Nous représentons par 0 la luminosité de la bande noire elle-même. La courbe qui représente les variations de nuances en traversant l'image horizontalement est donc ABCDEF de la figure 5, et l'allure d'une coupure étroite horizontale est donc donnée par PQ de la même figure. Le courant qui correspond à la courbe est donc intermittent mais toujours dirigé dans le même sens, il peut donc être considéré comme composé d'un courant direct constant sur lequel est superposé un courant alternatif symétrique, dont la courbe a la même forme que la courbe ABCDEF de la figure 5. Dans l'élément d'un amplificateur que nous allons étudier, nous pouvons supposer que la partie constante du courant passe par une bobine d'une très grande inductance pendant que la partie alternative passe par un condensateur dont la capacité est C.

La courbe ABCDEF de la figure 5 peut être exprimée par un développement en série de Fourier ainsi :

$$\varphi(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \chi$$

$$\left[\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t \dots \right] \quad (44)$$

en supposant que l'amplitude OA peut être représentée par le nombre 1. La partie alternative du courant devient donc, exprimée en série de Fourier, ainsi :

$$f(t) = \varphi(t) - \frac{1}{2} = \frac{2}{\pi} \chi$$

$$\left[\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t \dots \right] \quad (45)$$

et nous voyons que la courbe qui représente cette fonction est symétrique autour de l'axe de ωt .

Maintenant nous allons étudier la tension aux bornes du condensateur

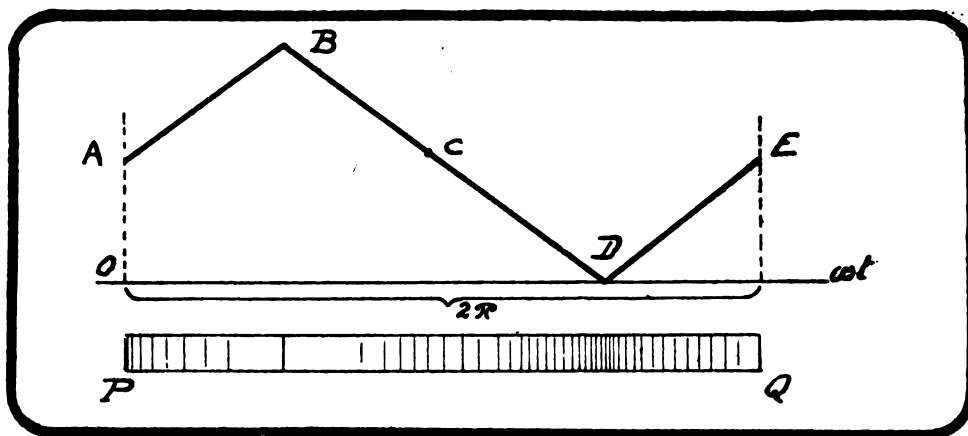


Fig. 6

et donne une très grave déformation de l'image à transmettre.

Dans la figure 3, nous avons dessiné la courbe que représente le développement (25). Les ordonnées correspondent à la luminosité de l'image à transmettre et la courbe représente une bande horizontale assez étroite de l'image, une bande où nous avons des variations de nuance seulement dans la direction horizontale, mais non pas dans la direction verticale. D'après la courbe nous voyons que la nuance à gauche est un gris médian. En marchant vers la droite, la nuance devient plus claire et dans le point B elle est à peu près blanche. Puis la nuance devient plus sombre pour atteindre, dans le point C, un minimum relatif de luminosité, qui cependant est un peu plus claire que celle du point A. Puis nous arrivons au point D : le deuxième maximum relatif de luminosité ou de nuance est aussi clair que dans le point B. Après D, la luminosité diminue très rapidement et dans le point F la nuance est noire ou à peu près noire. Un maximum relatif, assez sombre, se trouve dans le point G et puis la nuance devient à peu près noire dans le minimum relatif de H. Et finalement la luminosité augmente jusqu'à

parties assez claires et les points F et H correspondent aux parties à peu près noires.

Dans la figure 4, nous avons donné la courbe correspondant au développement (43), donc la courbe après la déformation causée par l'amplification. Nous voyons que cette courbe est d'un tout autre type que la courbe précédente. La moitié gauche de la figure est d'une luminosité assez claire mais la moitié droite est généralement plus sombre. De plus, nous voyons que la partie gauche de la figure a un maximum de luminosité dans son milieu, correspondant au point C, mais la partie droite de la figure a dans son milieu une partie qui est toute noire, correspondant au point G. Aussi dans cette figure nous avons donné l'allure des variations de nuances pour une bande horizontale assez étroite de l'image, savoir PQ au-dessous de la courbe. Cette bande est donc l'image transmise par télévision de la bande correspondante PQ de la figure 3. Nous voyons immédiatement la grande différence entre l'image originale et l'image transmise par la télévision en utilisant l'amplificateur décrit plus haut. Les deux maxima de luminosité de la figure 3, correspondant aux points B et D

de la partie alternative du courant, représentée par le développement (45) en supposant que c'est cette tension qui doit nous servir pour obtenir l'image transmise.

L'indépendance d'un condensateur, dont la capacité est C , peut être écrite symboliquement :

$$\frac{1}{pC} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{p} \quad (46)$$

où le symbole $1/p$ comme d'habitude signifie une intégration.

Nous obtenons donc la tension E entre les bornes du condensateur :

$$E = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{p} \cdot i \quad (47)$$

ou écrit avec l'intégrale

$$E = \frac{1}{C} \int i dt + a \quad (48)$$

où a est la constante d'intégration, et i le courant alternatif qui passe le condensateur. Dans cette formule nous pouvons donc mettre l'expression du courant, c'est-à-dire $f(t)$ d'où nous obtenons

$$E(t) = \frac{1}{C} \int f(t) dt + a = a + \frac{2}{\omega\pi C} \left[\sin \omega t - \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t \dots \right] \quad (49)$$

Mais cette expression est justement le développement en série de Fourier d'une fonction correspondant à la courbe ABCDE de la figure 6, et nous pouvons choisir la constante d'intégration a qui ainsi que le point D se trouve justement sur l'axe de ωt . Cela veut donc dire que la valeur de la fonction $E(t)$ oscille entre une valeur maximum correspondant au point B et la valeur zéro, correspondant au point D. De plus, nous pouvons supposer — pour simplifier — que la valeur de C est telle que la valeur maximum de la fonction est égale à 1.

Mais nous avons dit que la tension entre les bornes du condensateur doit servir pour obtenir l'image trans-

mise, donc nous pouvons supposer que la courbe ABCDE de la figure 6 et le développement (49) représentent les variations horizontales des nuances de la partie en question de l'image originale.

Mais maintenant nous voyons que l'image transmise présente une très grave déformation. Au lieu de la partie totalement noire correspondant à l'intervalle CD de la figure 5, nous obtenons une partie noire correspondant au point D de la figure 6, mais cette partie ne présente pas la même allure que celle de la partie noire de la figure 5. Premièrement il n'y a pas de contours distincts de la partie noire de la figure 6, elle est « le plus noire » dans le point D mais cette nuance noire diminue continûment et devient plus claire de chaque côté. Dans le point B, il y a un maximum de luminosité. Les contours distincts de la figure 5 ont donc disparu, et, de plus, dans la figure 6 la partie noire est déplacée à droite en comparaison à la figure 5, c'est-à-dire qu'elle est placée asymétriquement dans l'image transmise. L'image transmise ne donne donc pas du tout une idée de l'image originale à cause de la déformation en laquelle résulte l'influence d'un élément de l'amplificateur, savoir le condensateur.

La déformation dans le cas que nous venons d'étudier se compose de deux parts : la déformation causée par le changement des valeurs absolues des coefficients du développement en série de Fourier, et la déformation causée par le changement des angles de phase des différents termes du développement. Cette dernière déformation se traduit dans notre exemple par le fait que la suite de « cosinus » se change en une suite de « sinus » ; en effet, un tel changement correspond à un déplacement de phase de $\pm \frac{\pi}{2}$.

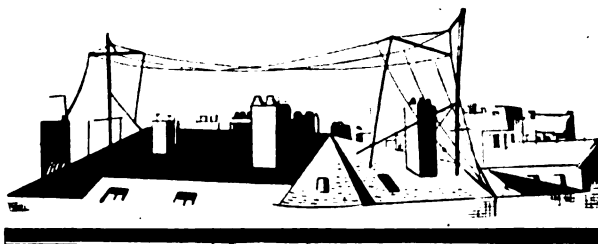
Concernant les valeurs absolues des coefficients des deux développements nous voyons que les valeurs du dernier développement — $E(t)$ sont proportionnelles aux carrés des valeurs du premier développement — $f(t)$.

Bien que nous ayons dit que dans le cas de la radiophonie ordinaire le changement des coefficients cause une distorsion du son, cette distorsion peut souvent être assez petite pour des changements assez grands à cause de la sensibilité incomplète de l'oreille. Le changement, surtout, que les premiers termes — donc le fondamental et quelques harmoniques — ont subi est d'importance, car les termes d'un ordre assez grand se trouvent au-dessus de la limite d'audibilité. Pour les termes d'un ordre très grand, le changement des coefficients est, certes, très fort, mais les harmoniques correspondants ne sont pas audibles, donc la distorsion est, dans beaucoup de cas, sans grande importance.

Le cas exactement contraire se présente cependant dans la télévision. Ici les termes d'un très grand ordre jouent un rôle très important. C'est justement ces termes qui sont d'importance pour les contours nets d'une image. Un contour distinct d'une image représente, en effet, une discontinuité de la luminosité, et c'est seulement par un très grand nombre de termes — théoriquement un nombre infini — que ces discontinuités peuvent être représentées. En comparaison de l'oreille, l'œil est beaucoup plus sensible pour ces discontinuités, et pour la reproduction fidèle de la télévision le nombre de termes des développements qui doivent être reproduits assez correctement est beaucoup plus grand que dans le cas du son, c'est-à-dire de la radiophonie ordinaire. Et de plus, un changement brusque d'un courant, correspondant par exemple à un contour distinct de l'image, fait toujours naître des oscillations amorties dans les différents circuits de l'amplificateur, et l'amplitude de ces oscillations et leur durée dépendent des constantes de l'amplificateur. Ces oscillations peuvent cependant avoir pour résultat que les contours de l'image transmise deviennent insuffisamment nets pour satisfaire à l'œil.

Dans la suite nous étudierons tous ces phénomènes pour des amplificateurs de types habituels.

(A suivre.)



LA MESURE DES LONGUEURS D'ONDES EN VALEUR ABSOLUE

par DOREAU et DUREPAIRE, *licenciés ès sciences*

■ ■ ■ ■ ■

LA mesure des longueurs d'ondes est une question importante en T. S. F. Aussi, a-t-on toujours cherché à les mesurer avec le plus de précision possible.

Pendant longtemps, on a utilisé des étalons constitués par des selfs et des capacités; on mesurait la période de l'ensemble à l'aide de la formule de Thomson :

$$T = 2\pi \sqrt{LC}$$

En supposant connue la vitesse de propagation des ondes, V , on avait immédiatement la longueur d'onde :

$$\lambda = VT$$

Il était donc nécessaire de calculer les valeurs de la self-induction L et de la capacité C . Ce calcul était toujours entaché d'erreurs, particulièrement en ce qui concerne la self-induction; de plus, il était très difficile de tenir compte de la capacité propre des selfs employés. On comparait un ondemètre

à ces différents étalons et on obtenait ainsi différents points de sa courbe de graduation.

Une telle méthode pourrait être qualifiée d'absolue : en effet, la mesure du coefficient de self-induction ne nécessite qu'une mesure de longueur : si la bobine comporte n spires de surface S , en supposant que le diamètre des spires soit petit par rapport à la longueur l de la bobine, le champ produit par un courant I est

$$H = \frac{4\pi n I}{l}$$

le flux Φ , produit du champ par la surface des n spires, est

$$\Phi = \frac{4\pi n^2 S I}{l}$$

et le coefficient de self-induction L , quotient du flux par l'intensité, est

$$L = \frac{4\pi n^2 S}{l}$$

On voit évidemment que les mesures portent sur S et l (4π et n^2 sont des nombres). Il suffit donc d'un mètre pour la mesure du coefficient de self-induction L .

De même, pour la capacité, il suffit de mesurer une surface et une longueur :

$$C = \frac{S}{4\pi e}$$

(en supposant que le milieu dans lequel se trouvent les deux lames soit le vide).

Malheureusement, ces formules, dont l'établissement est correct, supposent des conditions qui ne sont pas toujours remplies.

La précision de la méthode était augmentée au moyen de termes correctifs. Cependant, on pouvait constater des différences notables entre des ondemètres étalonnés en différents laboratoires.

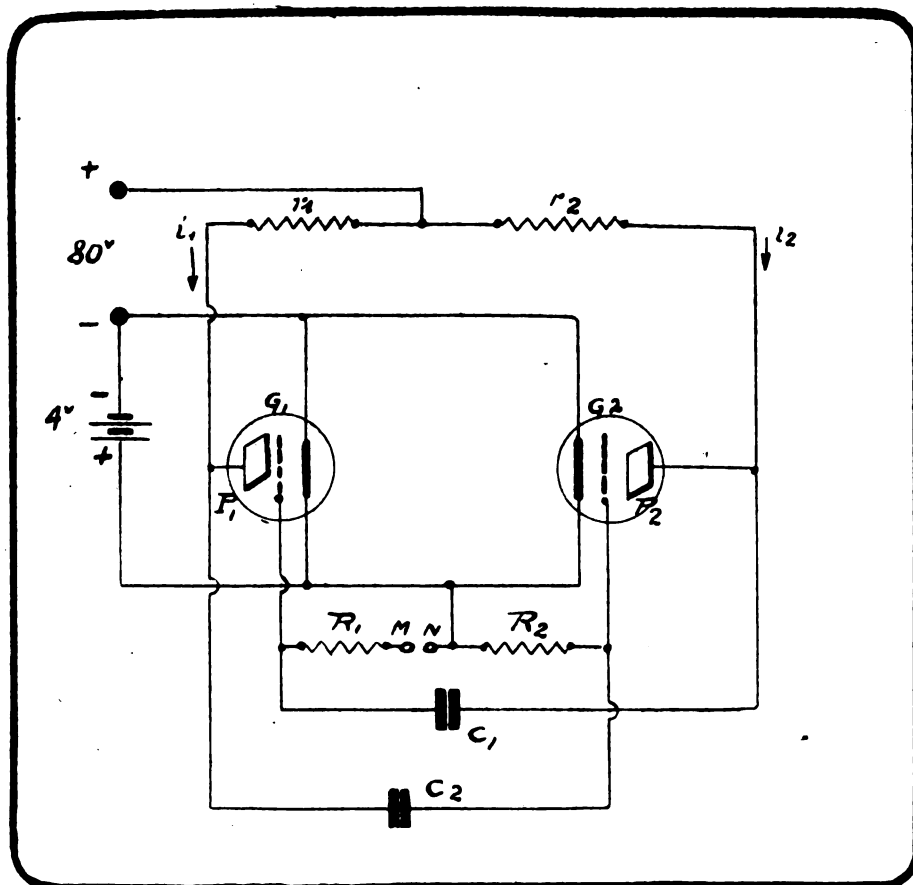


Fig. 1

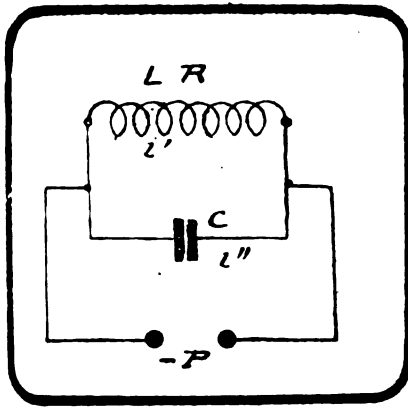


Fig. 2

On doit à MM. H. Abraham et E. Bloch une méthode d'étalonnage d'ondemètres, en valeur absolue, très précise : en effet, dans cette méthode, on ne calcule plus la self-induction et la capacité, mais on compare la période du circuit oscillant à un temps. Si l'on dispose d'un bon « étalon de temps », on pourra avoir une mesure précise de cette période. La longueur d'onde s'en déduit immédiatement par

$$\lambda = VT$$

Description de l'appareil

Remarquons tout d'abord qu'il faut comparer une période longue, celle de l'horloge battant la seconde, à des périodes très courtes. Il est donc nécessaire de passer par des intermédiaires. L'erreur introduite par ces intermédiaires sera très faible si l'on s'astreint à passer d'une fréquence donnée à des harmoniques de cette fréquence.

L'appareil employé est le *multivibrateur* de MM. H. Abraham et E. Bloch. Il se compose (fig. 1) d'un système de deux lampes ordinaires, dont les éléments sont reliés comme le montre le schéma : on voit que les plaques sont alimentées à travers des résistances r_1, r_2 , chaque grille d'une lampe est reliée à la plaque de l'autre par un condensateur ; de plus, les grilles sont réunies au pôle positif de la batterie de chauffage à travers des résistances R_1, R_2 . Dans le circuit d'une des grilles, existe une coupure MN, permettant d'introduire une petite bobine extérieure qui fera agir le multivibrateur sur les appareils à étudier.

Un tel montage donne naissance à des oscillations dites de *relaxation* ; ce sont les oscillations obtenues quand on joint une résistance négative convenable à un système aperiodique.

Les oscillations de relaxation ont été étudiées par M. Van der Pol.

Nous allons d'abord montrer comment des oscillations s'entretiennent dans un appareil à résistance négative ; considérons un circuit oscillant de constantes L, R, C et une résistance négative de valeur $-\rho$ aux bornes du circuit (fig. 2) ; nous avons :

$$i = i' - i'' \quad (1)$$

Si v est la différence de potentiel aux bornes de la résistance négative :

$$v = Ri' + L \frac{di'}{dt} \quad (2)$$

$$i'' = -C \frac{dv}{dt} \quad (3)$$

$$-\rho i + Ri' + \frac{di'}{dt} = 0 \quad (4)$$

Eliminons i', i'' et v entre ces équations : dérivons (2) :

$$\frac{dv}{dt} = R \frac{di'}{dt} + L \frac{d^2i'}{dt^2}$$

multiplions par $-C$ et égalons à (3)

$$i'' = -C \frac{dv}{dt} = -CR \frac{di'}{dt} - CL \frac{d^2i'}{dt^2} \quad (5)$$

En multipliant (1) par $-\rho$, on a :

$$-\rho i = -\rho i' + \rho i''$$

et en portant dans (4) :

$$-\rho i' + \rho i'' + Ri' + L \frac{di'}{dt} = 0$$

et en divisant par ρ :

$$i'' = i' - \frac{R}{\rho} i' - \frac{L}{\rho} \frac{di'}{dt}$$

Egalons les valeurs de i'' données par cette équation avec l'équation (5) :

$$i' - \frac{R}{\rho} i' - \frac{L}{\rho} \frac{di'}{dt} + CR \frac{di'}{dt} + CL \frac{d^2i'}{dt^2} = 0$$

ou, en ordonnant et divisant par C

$$L \frac{d^2i'}{dt^2} + \left(R - \frac{L}{\rho C}\right) \frac{di'}{dt} + \frac{i'}{C} \left(1 - \frac{R}{\rho}\right) = 0$$

Posons :

$$\alpha = \frac{L}{\rho C} - R, \quad \omega^2 = \frac{1 - \frac{R}{\rho}}{CL}$$

nous arrivons ainsi à l'équation différentielle du deuxième ordre suivante :

$$\frac{d^2i'}{dt^2} - 2\alpha \frac{di'}{dt} + \omega^2 i' = 0$$

Supposons $\alpha^2 - \omega^2$ positif, ce qui correspond à :

$$\left(R - \frac{L}{\rho C}\right)^2 > 4 \frac{L \left(1 - \frac{R}{\rho}\right)}{C}$$

les racines de l'équation caractéristique, sont réelles et positives ; l'intégrale donne une fonction exponentielle ; si un courant prend naissance dans le système, il ira donc constamment en croissant. Mais il sera limité si la résistance négative est constituée par un système de lampes, en raison de la saturation. M. Van der Pol suppose que la résistance négative augmente en valeur absolue quand le courant i' croît ; donc α diminue et peut être mis sous la forme :

$$\alpha = \beta i'^2$$

on a alors :

$$\frac{d^2i'}{dt^2} - 2(\alpha - \beta i'^2) \frac{di'}{dt} + \omega^2 i' = 0$$

On voit que, si $\alpha < \beta i'^2$, la résistance devient positive. Au début, quand la résistance est négative, le courant tend à croître ; mais, quand la résistance devient positive, le courant tend à revenir vers 0.

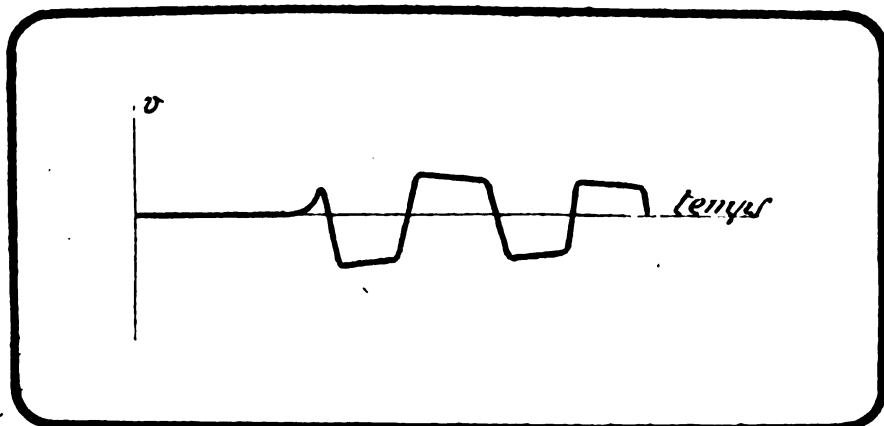


Fig. 3

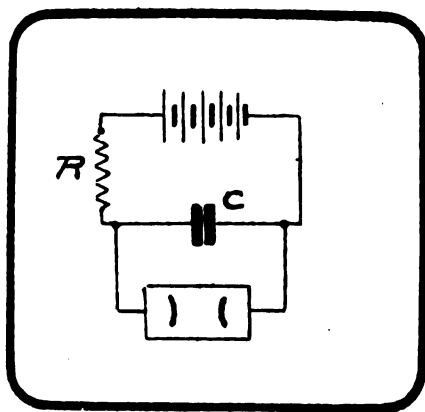


Fig. 4

M. Van der Pol a donné la représentation graphique du phénomène : la courbe de la figure 3 montre le potentiel en fonction du temps. (B. Van der Pol : *Sur les oscillations de relaxation*. *Phil. Mag.*, t. II, p. 978, 1926.)

Cette courbe, dont la forme est loin de celle d'une sinusoïde, devient rapidement périodique ; elle possède des angles prononcés. On obtient donc une oscillation périodique riche en harmoniques. On peut aussi obtenir des oscillations de relaxation par d'autres moyens : par exemple, un tube au néon monté aux bornes d'un condensateur C, lequel est chargé par une batterie, à travers une résistance R (fig. 4). D'ailleurs, les oscillations de relaxation sont très répandues : l'expérience de M. Janet sur la machine série, tournant alternativement dans un sens et dans l'autre, l'interrupteur de Wehnelt, les bruits produits par les oscillations des fils téléphoniques, d'un drapeau, sous l'action du vent, en sont des exemples.

Dans le multivibrateur, les oscillations prennent naissance de la façon suivante :

Supposons que la plaque P_2 commence à débiter (fig. 1), le courant plaque traverse la résistance r_2 et, par conséquent, le potentiel de P_2 diminue, en vertu de la relation :

$$V_2 = V - r_2 i_2$$

V_2 , potentiel de la plaque P_2 ; V , tension de la batterie plaque, et i_2 , courant du circuit de la plaque P_2 . Le condensateur C_1 , qui relie la plaque P_2 à la grille G_1 , transmet à cette dernière cette baisse de potentiel, et la transmet intégralement si la capacité de G_1 est négligeable.

Il en résulte, en vertu des propriétés bien connues des lampes amplificatrices, une diminution du courant i_1 traversant le circuit de la plaque P_1 . Or, en vertu de l'équation précé-

dente, que nous appliquerons cette fois-ci à la lampe contenant la plaque P_1 , soit :

$$V_1 = U - r_1 i_1$$

le potentiel V_1 va augmenter. Cette augmentation de tension de la plaque P_1 est transmise, par l'intermédiaire de C_2 , à la grille G_2 . Le potentiel de cette dernière, augmentant légèrement le courant i_2 parcourant le circuit de la plaque P_2 va croître, et ce, jusqu'à ce que le courant de saturation soit obtenu. A ce moment-là, brusquement, le régime s'inverse et la batterie de haute tension débite par le circuit de la plaque P_1 . Le courant i_1 traversant r_1 , le potentiel de P_1 diminue, et le même cycle se reproduit.

Si les capacités C_1 et C_2 sont suffisantes (soit d'un demi-millième à 4 millièmes de microfarad, par exemple), le système prend un régime d'oscilla-

périodes par seconde (haute fréquence. $\lambda = 8.000$ mètres).

Description de la méthode

MM. Abraham et Bloch ont donné la méthode suivante :

On prend un diapason UT_1 (monté sur sa caisse de résonance), dont on détermine exactement la fréquence, en le comparant à un diapason entretenu électriquement et de fréquence dix fois moindre ; le dixième harmonique de ce dernier donne avec le son fondamental du diapason UT_1 des battements lents et faciles à compter, dus à une légère différence existant inévitablement entre la fréquence fondamentale du diapason UT_1 et la fréquence du dixième harmonique du diapason entretenu.

La fréquence des battements est,

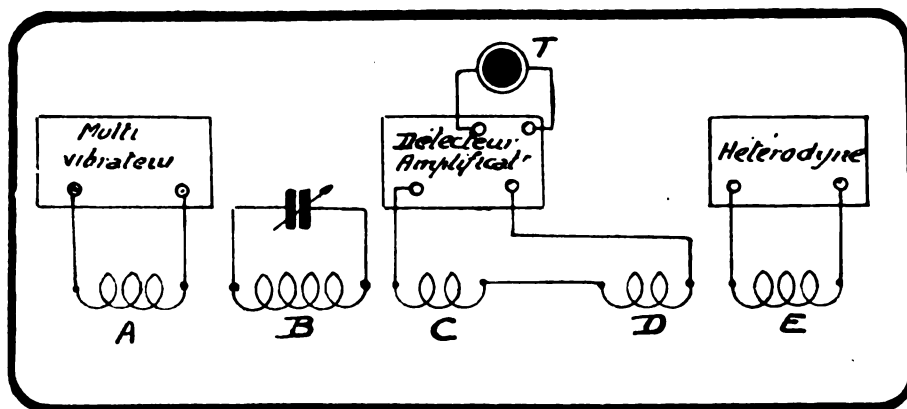


Fig. 5

tions continues ; oscillations dont l'amplitude est limitée par le phénomène de saturation des lampes ; la fréquence de ces oscillations dépendra des constantes de temps des circuits :

$$r_1 C_2 R_2 \text{ et } r_2 C_1 R_1$$

Par exemple, voici les constantes d'un multivibrateur :

R_1 et R_2 en carbone valent chacune 750.000 ohms.

r_1 et r_2 , en fil de maillechort, valent chacune 50.000 ohms.

Chacun des condensateurs C_1 et C_2 peut varier entre un demi-millième et 10 millièmes de microfarad (par adjonction en parallèle de capacités convenables). Les lampes sont des lampes ordinaires T. M. ; la tension de chauffage est de 4 volts et la tension de la batterie de plaque est de 80 volts.

Ainsi constitué, le multivibrateur donnera des fréquences fondamentales comprises entre 600 périodes par seconde (fréquence musicale) et 40.000

comme on le sait, la différence des fréquences qui interfèrent.

On compte ces battements pendant que les vibrations du diapason entretenu électriquement s'inscrivent sur un chronographe photographique (l'appareil employé est celui de M. Dufour).

Sur ce même chronographe photogra-

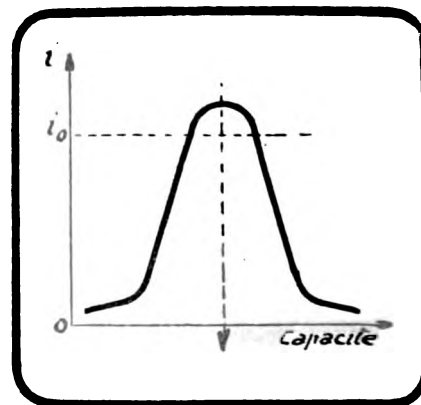


Fig. 6

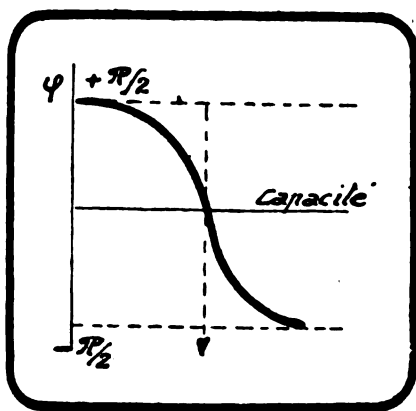


Fig. 7

phique, une horloge battant la seconde inscrit le temps — on peut contrôler la marche de cette horloge au moyen des signaux horaires de la tour Eiffel. En prolongeant l'inscription pendant deux à trois minutes, on élimine les inégalités accidentelles entre les secondes successives battues par cette horloge.

De plus, les battements entre les deux diapasons sont inscrits sur le chronographe photographique, par un opérateur qui ferme un circuit à chaque battement que son oreille perçoit.

Disons, en passant, que le dixième harmonique du diapason électrique est isolé au moyen d'une résonance électrique dans le courant d'entretien, et on l'écoute avec un téléphone; c'est ainsi qu'on peut le comparer à la note du diapason UT₂ : MM. Abraham et Bloch ont eu ainsi la fréquence du diapason UT₂, soit 1.024, à 1 dix millièmes près.

On compare alors ce diapason UT₂ au multivibrateur, dans le circuit duquel on a intercalé un téléphone. On accorde le multivibrateur sur le diapason, par le réglage convenable des capacités C₁, C₂. On peut encore observer, comme tout à l'heure, des battements acoustiques entre le son du diapason et celui donné par le multivibrateur, quand les deux fréquences ne sont pas rigoureusement égales. On s'arrange donc pour ne plus percevoir de battements : l'égalité des deux fréquences est alors réalisée avec beaucoup de précision.

A ce moment, la longueur d'onde est :

$$\frac{V}{1.024} = 292.960 \text{ mètres.}$$

On est bien au delà des valeurs des longueurs d'ondes usuelles. Mais, en prenant les harmoniques successifs du multivibrateur, on arrive, à partir du dixième, à trouver les plus grandes

longueurs d'ondes employées en radio-télégraphie.

A partir de ce moment, les harmoniques sont assez rapprochés pour que l'on puisse obtenir des repères, dans l'échelle des fréquences, qui permettront d'étalonner les ondemètres.

Réalisations pratiques pour l'étalonnage d'un ondemètre

I. On intercale dans le circuit grille du multivibrateur, au moyen des bornes M et N de la figure 1, une petite bobine A, de quelques spires (fig. 5). Cette bobine est couplée avec l'ondemètre, représenté en B. L'ondemètre est lui-même couplé avec une bobine C mise dans le circuit d'un système détecteur amplificateur. Dans ce même circuit, se trouve une autre bobine D, couplée à un hétérodyne E. Lorsque le circuit oscillant de l'ondemètre est en résonance sur l'un des harmoniques du multivibrateur, ce circuit induit dans la bobine C une force électromotrice dont la fréquence est celle de l'harmonique considéré. On accorde alors l'hétérodyne à peu près sur cet harmonique. Dans ces conditions, l'hétérodyne induit dans le circuit D une force électromotrice qui interfère avec celle induite dans C et donne ainsi des battements, que l'on écoute avec un téléphone placé à la sortie du détecteur amplificateur.

Cette opération étant effectuée, on laissera l'hétérodyne fixe et on accordera l'ondemètre sur un harmonique du multivibrateur à l'octave du premier; on reconnaîtra cet accord de l'ondemètre par la perception dans le téléphone d'un son à l'octave de celui que l'on entendait lors de l'opération précédente.

Comme l'oreille apprécie facilement l'intervalle d'octave, on peut, ayant

l'ordre d'un harmonique, trouver l'harmonique de fréquence double et arriver à déterminer ainsi, d'octave en octave, des harmoniques d'ordre très élevé. Il est nécessaire d'opérer avec des couplages lâches entre les diverses bobines, pour avoir une grande précision.

II. Mais on peut utiliser une méthode plus précise : en effet, dans la méthode précédente, on appréciait la résonance de l'ondemètre à l'aide du maximum de courant le parcourant : une petite variation du condensateur de l'ondemètre, autour de la valeur exacte de la période de l'harmonique considéré, ne donnait qu'une variation d'intensité peu notable dans son circuit, et, par conséquent, l'oreille restait insensible à cette différence. Ce fait s'explique aisément par la considération de la courbe du courant de résonance (fig. 6). Cette courbe est tracée en portant en abscisses les divisions du condensateur et en ordonnées les intensités dans le circuit de l'ondemètre : soit i , le courant nécessaire pour induire dans C une force électromotrice telle que le téléphone donne un son. On voit que l'appréciation du maximum de ce courant est difficile, en raison de l'aplatissement inévitable de la courbe.

Disons cependant que l'erreur introduite ainsi est assez faible; mais on peut l'éliminer en considérant non plus l'intensité du courant parcourant l'ondemètre au moment de la résonance, mais sa phase. En effet, examinons la courbe de variation de cette phase aux environs de la résonance (fig. 7); au moment de la résonance, la phase est nulle (point indiqué dans les deux courbes [fig. 6 et 7] par la flèche verticale pointillée). On sait, en effet, qu'au moment de la résonance le courant est en phase avec la force électromotrice.

Alors que dans la figure 6 l'inten-

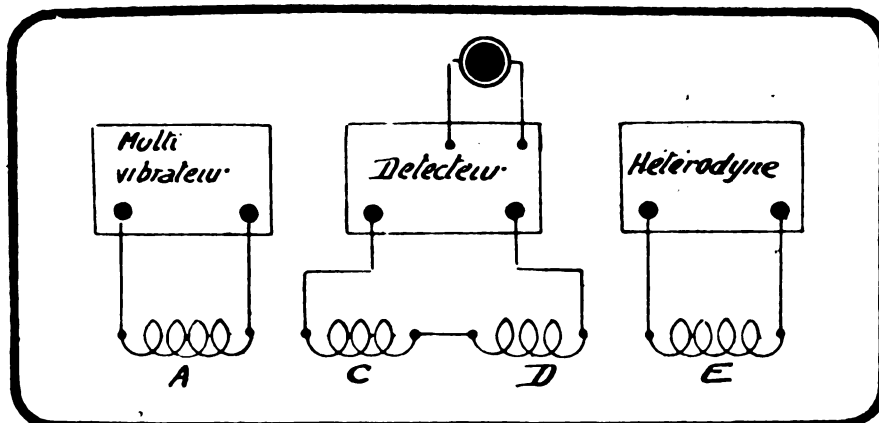


Fig. 8

sité variait peu lorsque l'on s'écartait légèrement de la résonance, on voit, sur la figure 7, que la phase varie très vite dans ces conditions.

On aura donc une précision beaucoup plus grande en constatant le zéro de la phase.

Cette méthode comporte deux opérations distinctes :

1^o Réglage de la fréquence de l'hétérodyne en accord avec celle de l'harmonique visé du multivibrateur, par extinction des battements.

alors égale à celle de l'harmonique considéré du multivibrateur. Le réglage peut être fait avec une extrême précision.

Dans la seconde opération, on met en résonance l'ondemètre sur la fréquence des oscillations de l'hétérodyne ; mais on constate cette résonance par une méthode d'opposition, qui est, en définitive, une méthode de zéro.

La bobine E de l'hétérodyne (fig. 9) est couplée à une bobine b insérée dans un circuit comprenant une se-

mètre des oscillations, qui, en supposant ce dernier en résonance, induit dans la bobine a une certaine force électromotrice qui s'oppose à la tension ri, aux bornes de la résistance. Lorsque cette force électromotrice due à a et la tension ri sont exactement en phase et que leurs amplitudes sont égales, le téléphone est silencieux. L'égalité des amplitudes se réalise par la condition :

$$\frac{\omega^2 MM'}{R} = r$$

ω , pulsation ; M et M', coefficients d'induction mutuelle des bobines a et c par rapport à L ; R, résistance du circuit en dérivation sur la résistance r. Cette condition est réalisée pratiquement en faisant varier les coefficients d'induction mutuelle et en choisissant une résistance r appropriée.

Nous voyons donc que l'on a le silence au téléphone quand, la condition d'égalité des amplitudes étant réalisée, la force électromotrice induite en a est rigoureusement en phase avec la tension aux bornes de r. Ceci ne peut être réalisé que si l'ondemètre est rigoureusement accordé sur la fréquence des oscillations de l'hétérodyne.

Il est évident que, pour simplifier les manipulations, on peut, dans la première partie de la mesure, étalonner l'hétérodyne non pas sur un seul harmonique du multivibrateur, mais successivement sur plusieurs. On pourra ainsi, dans la deuxième partie de la mesure, étalonner l'ondemètre sur plusieurs longueurs d'ondes, sans avoir à refaire un étalonnage de l'hétérodyne à chaque fois.

Les différents points ainsi obtenus en prenant les harmoniques successifs du multivibrateur sont assez rapprochés pour que l'interpolation entre deux harmoniques consécutifs se fasse avec toute l'approximation désirable. On obtient une courbe continue représentant l'étalonnage de l'ondemètre.

Nous avons vu ainsi que, au moyen du multivibrateur Abraham et Bloch, on peut, à partir d'une horloge, avoir exactement la fréquence d'une oscillation et, partant, sa longueur d'onde.

On obtient une précision inégalée jusqu'alors. Une telle méthode est qualifiée d'« absolue », car elle revient à mesurer un temps, unité fondamentale.

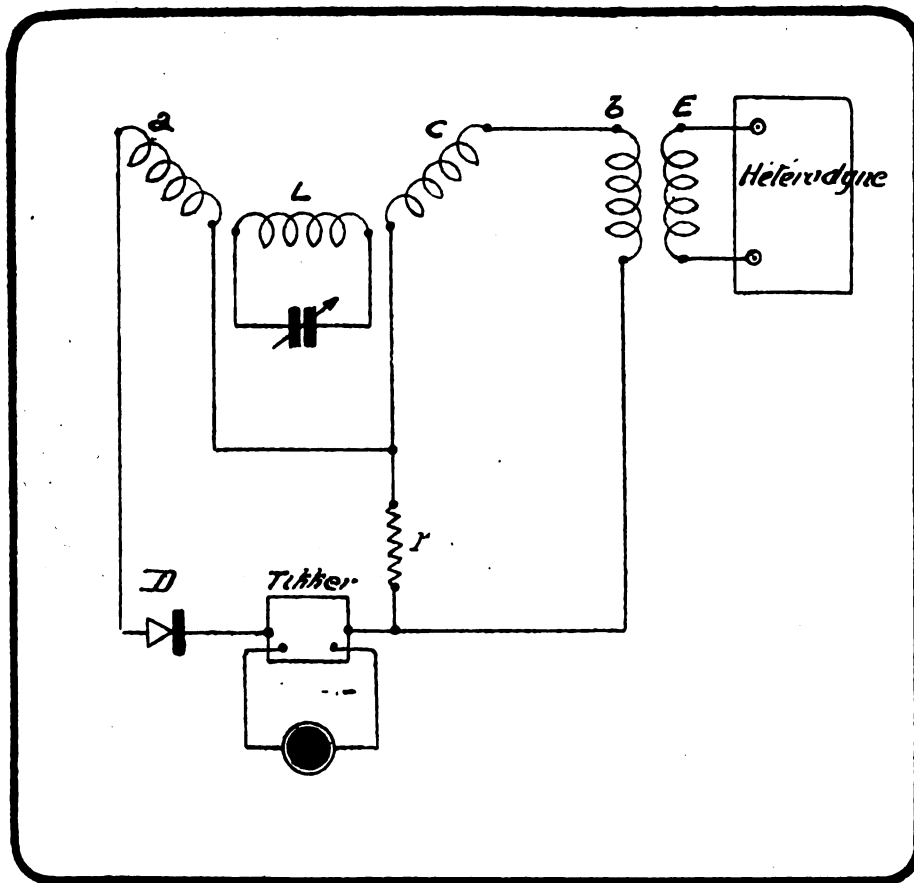


Fig. 9.

2^o Repérage de l'onde de l'hétérodyne sur l'ondemètre à étalonner.

Dans la première opération, on couple directement la bobine A du multivibrateur à la bobine C du détecteur amplificateur, la bobine D étant couplée à l'hétérodyne par l'intermédiaire de la self E (fig. 8).

L'amplificateur reçoit ainsi la somme des oscillations des deux sources : le multivibrateur et l'hétérodyne.

Il se produit des battements et on règle l'hétérodyne de façon à avoir l'extinction de ces battements. La fréquence de ses oscillations est

condé bobine c et une résistance r. La bobine c est couplée à l'ondemètre. En dérivation sur la résistance r, se trouve un second circuit comprenant la bobine a, couplée elle aussi à l'ondemètre, un détecteur, un tikher et un téléphone. On s'arrange pour que a et c n'aient aucune action l'une sur l'autre ; pour cela, leurs axes sont disposés à angle droit. Par suite du couplage des bobines, E et b, le circuit comprenant b, c et r est parcouru par des oscillations de même fréquence que celles de l'hétérodyne.

La bobine c induit dans l'onde-

■ ■ ■ ■ ■

LES PROGRÈS RÉALISÉS

DANS LA

CONSTRUCTION DES HAUT-PARLEURS

■ ■ ■ ■ ■

Progrès de l'émission

LORSQUE l'émetteur à lampes eut rendu possible l'obtention d'une audition très puissante des signaux reçus par T. S. F., on profita aussitôt de cette circonstance pour éviter l'emploi du casque utilisé couramment jusqu'alors.

Les premiers haut-parleurs

Les premiers haut-parleurs consistaient en un simple écouteur ordinaire sur lequel un pavillon avait été adapté. Ce principe de construction a été conservé jusqu'à nos jours.

Bien souvent les haut-parleurs étaient construits de manière à présenter une fréquence de résonance propre d'environ 1.000 périodes par seconde, hauteur de son correspondant à la moyenne des postes de télégraphie sans fil en usage à ce moment. Pour cette application très limitée, ces haut-parleurs donnaient toute satisfaction.

Lorsque la télégraphie sans fil vit de plus en plus s'affirmer la concurrence de la téléphonie sans fil, les haut-parleurs furent appelés à servir également dans cette nouvelle application et de nombreux défauts ne tardèrent pas à se manifester. Malgré des efforts persévérants, les constructeurs de ces appareils ne purent réussir à améliorer sensiblement les propriétés des haut-parleurs.

1926 - L'émission en avance sur la réception

Nous pouvons dire qu'il y a deux ans la situation se présentait de telle façon que le degré de perfectionnement atteint par les postes émetteurs dépassait de beaucoup ce qu'on était parvenu à réaliser dans la technique de la réception.

1928 - La réception rattrape son retard

Au cours de l'année écoulée, les progrès enregistrés dans le domaine des appareils récepteurs ont amené ceux-ci à un degré de perfectionnement au moins égal à celui des postes émetteurs et même souvent supérieur à celui-ci, de sorte qu'on peut dire qu'à l'heure actuelle de nombreux postes d'émission ne sont pas équipés de manière à permettre de tirer le maximum de rendement des appareils récepteurs.

Notions d'acoustique.

Transmission électromagnétique des sons

Les conditions auxquelles doit satisfaire un bon haut-parleur sont déterminées d'abord par les lois de l'acoustique. Il est donc intéressant de nous arrêter quelques instants à considérer ses lois.

Le son est l'impression subjective sur l'oreille par des vibrations dont les fréquences se trouvent comprises entre certaines limites et qui en constituent la cause initiale. Dans la généralité des cas, le milieu dans lequel se propagent les vibrations sonores est l'air. Il est possible au moyen de certains appareils appelés microphones de produire des courants électriques variables qui sont l'image plus ou moins fidèle des vibrations sonores atteignant le microphone. Inversement, disposant des courants électriques ainsi produits, le téléphone permet de les transformer à nouveau en vibrations sonores.

Limites d'audibilité des sons par l'oreille humaine.

C'est ce dispositif qui permet la transmission électrique des sons. Pour qu'un son soit audible, sa fréquence

doit être comprise entre 16 et 32.768 (1) périodes par seconde. Ces limites sont les limites théoriques extrêmes au delà desquelles l'oreille est incapable de percevoir un son. Toutefois, ces limites *pratiques* subissent des variations d'un individu à l'autre et dépendent ainsi de certaines conditions extérieures.

Le haut-parleur idéal théorique

De ce que nous venons de dire, il résulte immédiatement qu'un haut-parleur idéal doit être capable de produire des vibrations sonores de toutes les fréquences comprises entre les limites indiquées. Mais, en outre, sa sensibilité devra être uniforme dans toute cette étendue, sous peine d'introduire une distorsion plus ou moins grande des sons. En d'autres termes, l'amplitude d'une oscillation sonore produite doit être proportionnelle à l'amplitude du courant électrique variable parcourant le haut-parleur. Or, l'intensité des divers sons constitutifs de la musique d'un orchestre complet varie dans des proportions énormes et les rapports de ces intensités diverses doivent se retrouver sans modification dans le son rendu par le haut-parleur. Cette remarque peut déjà montrer que la construction d'un haut-parleur approchant de la perfection est un problème très difficile à résoudre.

Timbres et harmoniques.

Ce problème se complique encore par l'existence d'harmoniques accompagnant chaque ton fondamental produit par la voix humaine ou par les instruments de musique. Personne

(1) Ces vibrations par seconde sont celles de la note de moindre hauteur pouvant être rendue par un instrument de musique ; elles correspondent au *do* du bourdon (soubasse) de 32 pieds d'un orgue.

n'ignore que l'impression produite par une même note, rendue par des instruments différents, caractérise chacun de ceux-ci. Ce phénomène est dû essentiellement à la présence d'harmoniques dont nous venons de parler et qui personnifient le timbre.

Cordes vibrantes.

Lorsque nous pinçons en son milieu une corde tendue, elle se met à vibrer. Les extrémités de la corde, étant fixes, ne participent pas aux mouvements. Elles forment des nœuds de vibration. Le milieu, au contraire, entre dans un mouvement vibratoire dont l'amplitude est maximum et dont la fréquence dépend de la corde. Au milieu de la corde, se trouve un centre de vibration. Tous les points de la corde, hormis les extrémités fixes, participent à ce mouvement vibratoire, mais l'amplitude de ces divers mouvements va en diminuant du milieu vers les extrémités où elle s'annule.

La vibration que nous avons étudiée constitue la vibration fondamentale de la corde. En réalité, cette vibration s'accompagne d'une vibration présentant un nœud au milieu de la corde, et qui est son premier harmonique, d'une seconde vibration supplémentaire présentant deux nœuds intermédiaires, et ainsi de suite. Ce sont le nombre et les amplitudes relatives de ces diverses vibrations qui caractérisent le timbre du produit. Pour que ce timbre soit conservé dans le son rendu par le haut-parleur, il faut que celui-ci reproduise effectivement tous les harmoniques composant le son original émis, et avec leurs amplitudes relatives exactes. Or, la fréquence d'un harmonique d'ordre n est aussi n fois plus grande que celle de la note fondamentale. Les divers harmoniques ne pourront donc être reproduits dans des conditions convenables que lorsque la sensibilité du haut-parleur est uniforme dans un grand domaine de fréquence, et nous retrouvons la première condition à laquelle doit satisfaire un haut-parleur. Le piano étant particulièrement riche en harmoniques, il est difficile d'obtenir une reproduction parfaite de la musique de cet instrument. Tout le monde a entendu le son rendu par beaucoup de haut-parleurs et reproduisant du piano. Ce son est loin de rendre celui du piano. Ce qui précède nous permet d'affirmer que ce défaut est dû à l'absence ou à la reproduction inégale d'harmoniques. Pour arriver à construire un haut-parleur satisfaisant,

il importe donc de rechercher la cause de distorsion des sons, et l'étude des haut-parleurs se réduit, en dernière analyse, à celle de ces causes de distorsion. Toutes ces causes peuvent se classer en trois catégories :

1^o Distorsion due à l'acoustique des salles d'émission ou de réception;

2^o Distorsion due à la construction défectueuse des hauts-parleurs;

3^o Distorsion due à l'émetteur ou au poste récepteur.

On n'est pas sans avoir observé la différence de timbre d'une même voix ou d'un même instrument de musique dans des locaux de dimensions différentes ou tapissés différemment.

Ces différences sont cependant atténuées par le *pouvoir d'adaptation* de l'oreille et ne deviennent frappantes que dans de grands espaces vides, tels que les tunnels ou certaines grandes salles. Il est de fait que, pour obtenir une bonne reproduction avec un haut-parleur, celui-ci doit être adapté à la salle où il est entendu. Un espace d'un amortissement trop faible favorise la résonance et les échos. Un amortissement considérable, au contraire, est toujours favorable à l'obtention d'une bonne reproduction. Il peut être intéressant de rappeler ici quelques chiffres à ce sujet :

Quelques exemples :

On sait qu'une fenêtre ouverte dans une chambre, complètement fermée en dehors de cette fenêtre, produit un amortissement très considérable. Prenant l'amortissement produit par une fenêtre de 1 m² de surface comme unité, l'expérience a donné les chiffres suivants dans des cas divers :

Fenêtre ouverte de 1 m ²	1.000
Paroi en bois (pin).....	0.061
Mur plâtre.....	0.034
Paroi en verre.....	0.027
Maçonnerie en briques.....	0.025
Auditoire.....	0.96
Une personne isolée.....	0.50
Une chaise de bois.....	0.082
Un fauteuil.....	0.28
Un coussin.....	0.20

Modes de correction de l'acoustique

Ces expériences ont conduit à tendre les studios d'émission de draperies épaisses. Cependant on a remarqué que de cette façon le but est souvent dépassé, le son obtenu devenant mat. On introduit alors comme correctifs des échos artificiels. Les distorsions produites par le haut-parleur lui-même sont de nature plus grave que celles

que nous avons envisagées dans notre précédent article sur la totalité des haut-parleurs connus avant l'apparition du cône diffuseur sans pavillon. 90 % au moins appartiennent au même type : celui constitué par un pavillon adapté à un écouteur dont nous allons considérer les propriétés.

Haut-parleurs électrostatiques.

Leurs inconvénients

Le système magnétique de ces appareils se compose essentiellement d'un aimant équipé de pièces polaires en fer doux portant les enroulements d'excitation. Devant les pièces polaires, se trouve une membrane de fer de faible épaisseur et encastrée sur son bord. Un courant électrique variable parcourt les enroulements d'excitation, le champ magnétique subit des variations qui modifient la forme d'équilibre de la membrane et celle-ci entre en mouvement. Dans le cas idéal, l'amplitude du mouvement effectué par la membrane serait parfaitement proportionnelle à l'amplitude du courant parcourant les enroulements. Cette condition est sensiblement satisfaite dans le cas de mouvement de très faible amplitude, mais dès qu'on demande une intensité sonore un peu plus grande, c'est-à-dire, dès que la membrane doit effectuer des mouvements d'une amplitude plus grande, une distorsion sérieuse s'introduit, parce que la force exercée sur la membrane est inversement proportionnelle au carré de la distance de celle-ci aux pièces polaires. Cette circonstance modifie profondément les conditions qui devraient exister dans le cas idéal. Elle provoque la naissance d'harmoniques qui n'existaient pas dans le son original émis devant le microphone. On a essayé de remédier à l'inconvénient signalé par l'emploi d'aimants permanents plus puissants. On se disait que, dans ce cas, les variations du champ magnétique produites par le courant électrique seraient relativement moins importantes. Mais le remède est pire que le mal. En effet, la section de passage offerte au flux magnétique à travers la membrane serait magnétiquement saturée, d'où l'introduction de nouveaux harmoniques. On est donc forcé en fin de compte de se contenter d'un compromis, d'autant plus que l'hystérésis complique encore le phénomène et qu'il se fait sentir surtout sur les fréquences élevées. Enfin une membrane encastrée sur son pourtour présente un grand nombre de résonances propres. Ces résonances mécaniques, aussi bien que

la résonance électrique, favorisent dans une forte proportion la reproduction de certaines notes. Néanmoins, dans ce cas, une circonstance favorable est constituée par la présence du pavillon. Ce dernier produit en effet un amortissement considérable qui réduit de beaucoup la résonance. Cependant, dans beaucoup de cas, il y a concordance entre le pavillon et la membrane qui tous deux se renforcent alors mutuellement. Dans ce cas, la sensibilité du haut-parleur devient tout à fait exceptionnelle pour certaines notes privilégiées.

Etude du pavillon

Après le système magnétique, le pavillon mérite d'être étudié de près. On sait que, d'une façon générale, tous les phénomènes oscillatoires, qu'ils soient de nature électrique, sonore, électromagnétique, etc., peuvent être étudiés par les mêmes équations ; en particulier, les équations régissent les phénomènes qui se manifestent dans les circuits oscillatoires couplés, permettant d'étudier ce qui se passe dans les haut-parleurs. Le circuit électrique de celui-ci est assimilable à un circuit oscillatoire fermé, tandis que le pavillon peut être assimilé au circuit oscillatoire ouvert qui rayonne l'énergie qu'il reçoit du circuit fermé auquel il est couplé. Les conclusions auxquelles on arrive dans l'étude du circuit oscillatoire couplé s'appliquent au cas présent, à la seule condition d'y introduire les paramètres imposés par le problème particulier. Notamment les résonances seront d'autant plus ou moins accusées que l'amortissement du circuit ouvert est plus grand. Afin donc d'étouffer les résonances aiguës du haut-parleur, il faudra que ce pavillon présente un amortissement considérable. Or, il est possible de déterminer par le calcul la courbe de résonance du pavillon dont on connaît les dimensions. De cette façon on a trouvé qu'un pavillon, présentant une sensibilité uniforme pour toutes les fréquences, devait avoir une longueur de plusieurs mètres et que la section d'entrée devait être très faible, tandis que la section finale devrait au contraire avoir un très grand diamètre ; le profil longitudinal devrait être exponentiel, ceci en particulier pour éviter la résonance du pavillon, à la fréquence 500 par exemple, par suite de la réflexion des vibrations dans la section de sortie. Celle-ci devrait avoir un diamètre de 70 cm.

En résumé, le pavillon idéal est

pratiquement irréalisable. Ceci n'exclut pas la possibilité de réaliser un compromis satisfaisant. Mais il est évident qu'une amélioration considérable ne peut s'obtenir que par l'abandon de ce principe de construction, ce qu'ont fait les fabricants de diffuseurs et Philips-Radio.

Le haut-parleur de cette maison est un appareil dont la construction est basée sur un principe nouveau qui a permis d'éviter toutes les propriétés désavantageuses du pavillon. Le système magnétique du haut-parleur est *équilibré*, réalisant par là un progrès principal considérable sur le système magnétique comportant une membrane.

Un fort aimant permanent en fer à cheval est muni de quatre pièces polaires, placées de telle façon que chacune d'elles se trouve en face et à côté d'une pièce polaire de nom contraire. Une armature en fer doux est suspendue entre ces quatre pièces polaires. Elle est supportée à ses extrémités par des ressorts à lames qui la saisissent en leur milieu et qui sont encastées à leurs extrémités. La bobine d'excitation se trouve entre les pièces polaires, tandis que l'armature passe par son axe. Cette armature est libre de se mouvoir à l'intérieur de la bobine. Un courant parcourant les enroulements d'excitation produit l'aimantation de l'armature de fer doux, et la polarité de celle-ci est toujours telle, qu'elle tend à se mouvoir parallèlement à elle-même sans aucune déformation. L'inconvénient du mouvement de la membrane, signalé plus haut, n'existe plus ici, puisque, à mesure que la membrane se rapproche d'un système de pièces polaires, elle s'écarte de la même quantité de l'autre système de pièces polaires disposées inversement. Le flux magnétique permanent traversant l'armature ne subit donc aucune modification du chef de ce mouvement. La réaction des ressorts qui portent l'armature équilibre à chaque moment l'attraction magnétique exercée sur l'armature qui porte, par l'intermédiaire de deux petites colonnettes, une traverse sur laquelle est montée axialement une tige rigide actionnant le cône. L'équipage mobile comprenant l'armature, le mécanisme de transmission, le mouvement et le cône, ne représentent ensemble qu'un poids de 10 grammes. L'effet d'inertie introduit par ce poids n'influence pas beaucoup le mouvement d'ensemble. Il est intéressant également de signaler que, contrairement à une membrane, l'armature du haut-parleur que nous décrivons ne sera

jamais soumise à la saturation magnétique, la section de passage offerte au flux magnétique étant considérable. L'entrefer est tel qu'il permet des mouvements de grande amplitude, sans qu'il soit à craindre que l'armature vienne à buter contre les pièces polaires. Enfin, nous faisons remarquer que ce haut-parleur n'a pas de polarité. Par l'abandon du pavillon, la distorsion provoquée par celui-ci a été complètement évitée. La transformation d'énergie magnétique en énergie sonore sous forme de vibrations de l'air peut s'obtenir par l'intermédiaire d'une membrane ; mais alors, pour éviter ses résonances, l'emploi du pavillon s'impose, à moins qu'on ne consente à adopter une membrane de grand diamètre. La membrane idéale aurait une surface indéfinie ; serait sans poids et parfaitement rigide. On obtient une membrane s'approchant de ces conditions en lui donnant la forme d'un cône suspendu librement.

Avantages du cône diffusant

La forme conique présente par elle-même une très grande rigidité sous un poids extrêmement réduit, tandis qu'une grande surface peut être obtenue sous un faible encombrement.

Combinaison du cône et du pavillon

Dans la construction du haut-parleur « Philips », on a eu soin d'adapter, l'un à l'autre, le pavillon et le cône afin d'obtenir un ensemble présentant les propriétés les plus avantageuses. Le cône est constitué par du papier préparé et hydrofugé, résistant à toutes les influences atmosphériques, et est maintenu par une bande d'étoffe très souple. Ce mode de montage assure à la membrane la plus grande liberté de mouvements.

Importance acoustique des cuvettes et contre-cuветtes

Pour finir, nous tenons à signaler l'importance du rôle joué par le plateau du haut-parleur au point de vue acoustique. Ce plateau, dont le bord s'écarte beaucoup du bord du cône, empêche, en effet, dans le cas de vibrations de faible fréquence, que la suppression d'un côté de la membrane ne puisse annuler la dépression qui existe simultanément de l'autre côté de celle-ci, ce qui rendrait inexistante la reproduction des sons de faible fréquence.

Ce dispositif contribue beaucoup à la sensibilité du haut-parleur « Philips » aux notes basses.



LES BREVETS ÉTRANGERS



par Ch. FABER, ingénieur E. C. P.

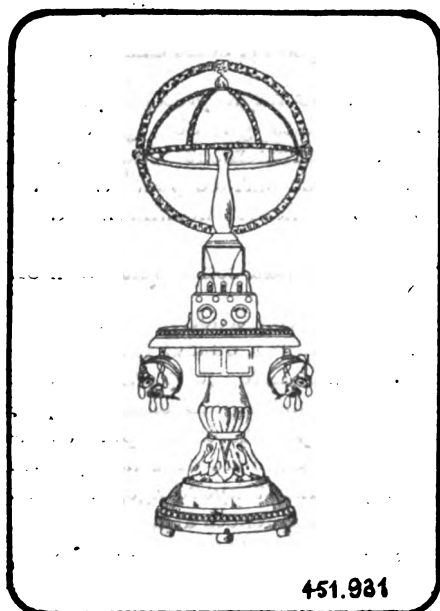
Nous publions ci-dessous les caractéristiques essentielles des principaux brevets étrangers. Pour pouvoir donner le plus grand nombre de ces brevets, nous sommes obligés d'en condenser la description et les dessins. Aux lecteurs qui désireraient des renseignements complets, nous pouvons fournir la copie entière, description et dessin, des brevets qui les intéresseraient plus particulièrement. S'adresser au « Service des Brevets du Q S T Français et Radioélectricité réunis.

■ ■ ■ ■ ■

BREVETS ALLEMANDS

N° 451.931. E. RUTH.

Poste récepteur de T. S. F. dans lequel tous les appareils et organes, ainsi que le cadre de réception, sont disposés dans

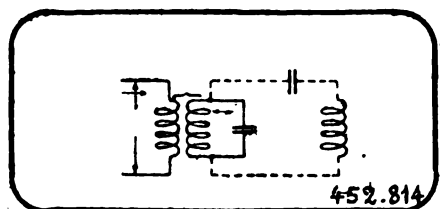


451.931

une lampe d'éclairage. Le cadre peut osciller autour de son axe horizontal sur l'abat-jour mobile autour de son axe vertical.

N° 452.814. F. BANNEITZ.

Dispositif pour le couplage inductif de circuits de courants alternatifs, notam-



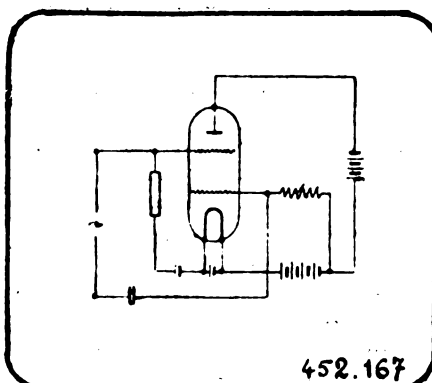
452.814

ment de circuits de haute fréquence, caractérisé par ce fait que, parallèlement à la self-induction de couplage qui forme une partie de la self-induction du circuit

qui reçoit l'énergie, on monte une capacité qui forme, avec la self-induction de couplage, un circuit d'un tel désaccord, par rapport à la fréquence de marche, que la réaction sur le circuit primaire soit réduite à un minimum.

N° 452.167. SIEMENS ET HALSKE.

Montage pour tubes bigrilles, la tension alternative de contrôle étant disposée entre la grille de contrôle et la grille de

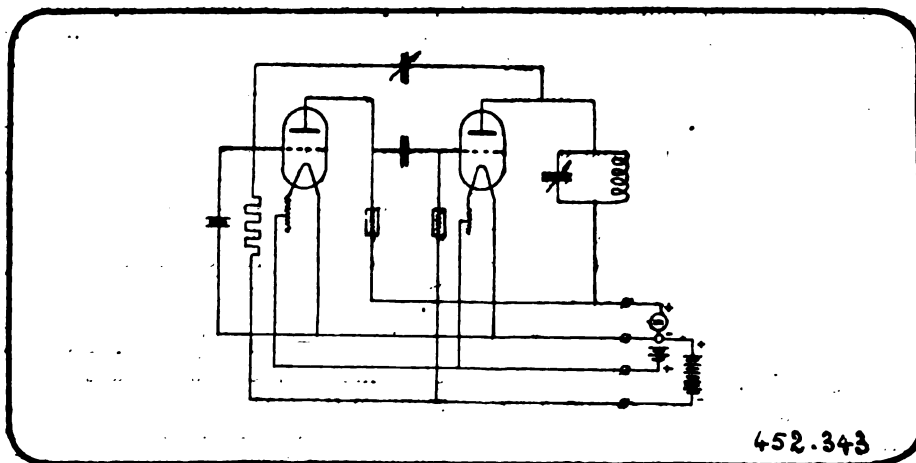


452.167

charge d'espace, et le circuit de tension pour la grille de contrôle étant séparé du circuit de grille de charge d'espace.

N° 452.343. TELEFUNKEN GESELLSCHAFT.

Émetteur à tubes utilisant un cristal piézo-électrique et caractérisé par ce fait

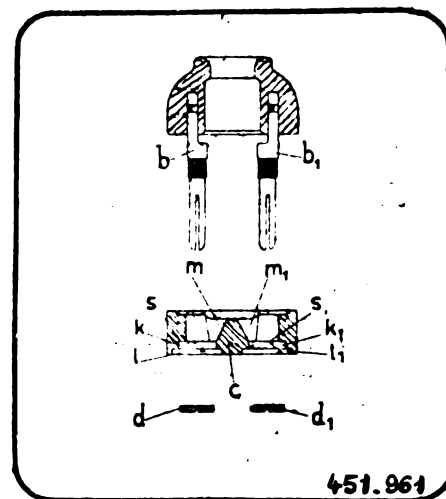


452.343

que deux ou plusieurs tubes électroniques sont montés en série et que le cristal est disposé entre la grille et la cathode d'un tube, la grille de ce tube étant reliée par un condensateur au circuit d'anode du tube suivant.

N° 451.961. KONTAKT A. G.

Prise de courant composée de deux parties isolantes, dont l'une porte des broches ou des douilles traversant des trous



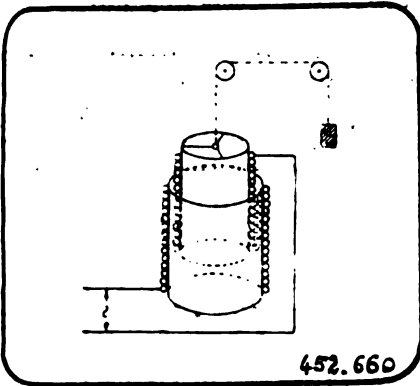
451.961

ménagés dans l'autre partie, des écrous réunissant ensemble les deux parties isolantes. La seconde partie isolante (c)

présente des canaux (m, m^1) pour le guidage des extrémités de fils vers les plots (s, s^1), contre lesquels elles sont serrées par des écrous plats (d, d^1) se vissant sur les broches (b, b^1). Ces écrous servent ainsi à la fois à réunir les deux parties isolantes et à serrer les extrémités des fils.

N° 452.660. LORENZ A. G.

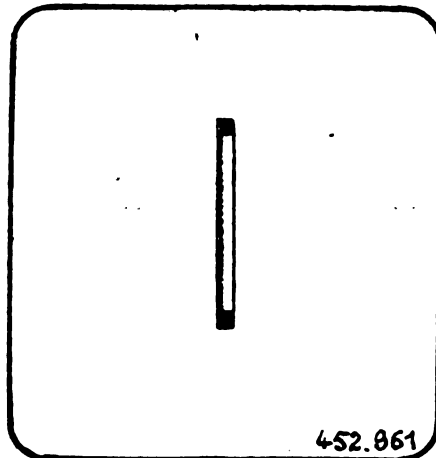
Dispositif pour maintenir constant le courant de circuits de haute fréquence, en cas de variation du nombre de périodes, des constantes du circuit oscillant, etc., dispositif caractérisé par ce fait que la seconde bobine, librement mobile par rap-



port à la bobine fixe, d'un variomètre sans fer intercalé dans le circuit à régler, modifie, sous l'action du courant et d'une force antagoniste appropriée, sa position et, par suite, la self-induction, de manière à maintenir la force initiale du courant.

N° 452.961. E. REISZ.

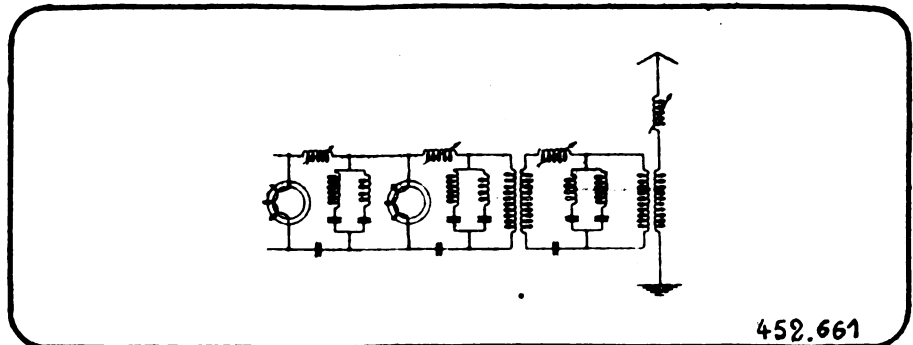
Membrane sans résonance caractérisée par ce fait que, sur une pellicule mince, non tendue, en caoutchouc ou matière



similaire, on colle des grains de charbon de diverses grosseurs, de telle manière qu'ils ne soient pas recouverts par la matière collante.

N° 452.661. LORENZ A. G.

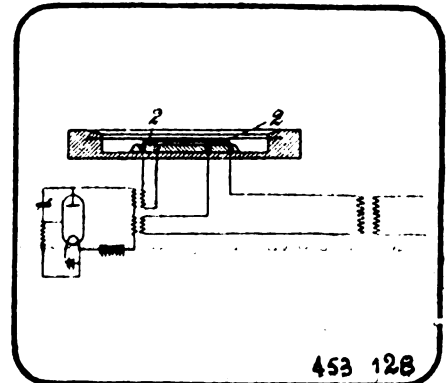
Dispositif pour supprimer les ondes parasites, dans les circuits sans fils, caractérisé par ce fait que deux ou plusieurs circuits d'absorption, accordés sur des



ondes parasites plus ou moins symétriques de l'onde fondamentale, sont réunis en groupes de manière qu'ils forment un circuit de blocage pour l'onde d'utilisation.

N° 453.128. SIEMENS ET HALSKE.

Dispositif pour influencer directement des oscillations de haute fréquence par des ondes sonores à l'aide de deux bobines pouvant se déplacer l'une par rapport à l'autre, dispositif caractérisé par ce fait



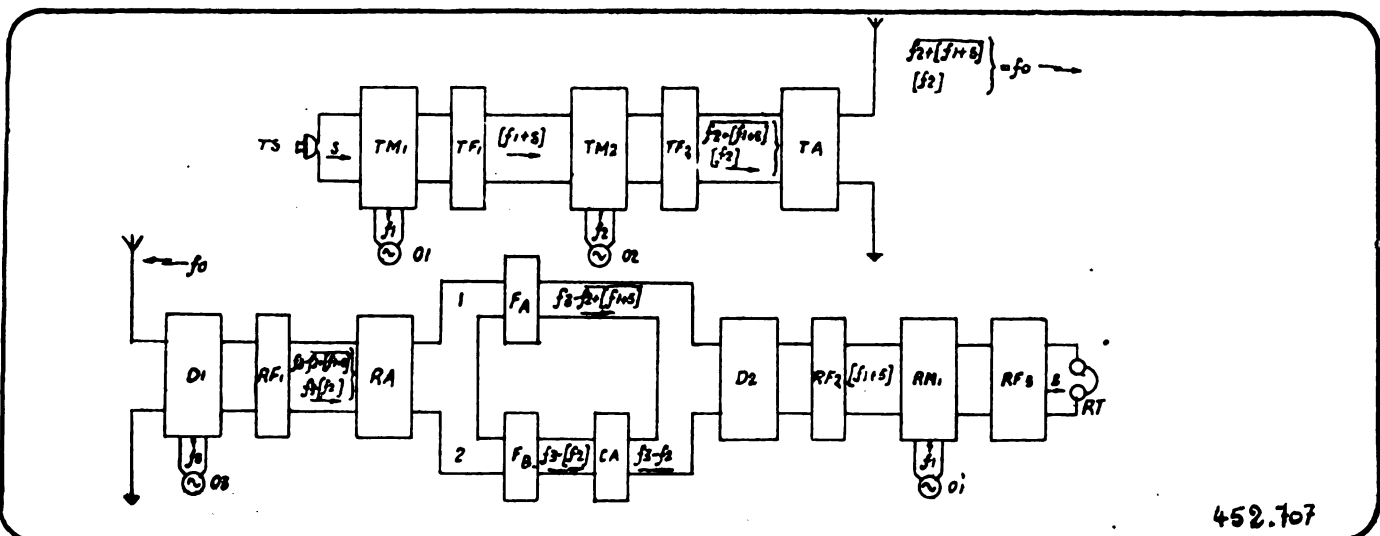
que les deux bobines sont alimentées de courant alternatif de haute fréquence, de telle manière que, dans une position déterminée de la bobine mobile (2), le courant disparaît dans l'une des bobines.

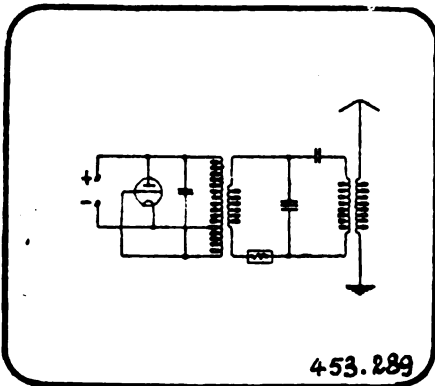
N° 453.289. A. ESAU.

Dispositif pour la production d'ondes courtes caractérisé par ce fait que, pour le fonctionnement d'éclateurs, on utilise

N° 452.707. INTERNATIONAL WESTERN ELECTRIC Co.

Dispositif de transmission par haute fréquence, dans lequel la composante non modulée de l'onde porteuse de la station d'émission est partiellement supprimée, dispositif caractérisé par ce fait qu'à la station réceptrice se trouvent des dispositifs par lesquels l'onde porteuse est séparée des bandes latérales, amplifiée séparément, puis réunie à nouveau aux bandes latérales.

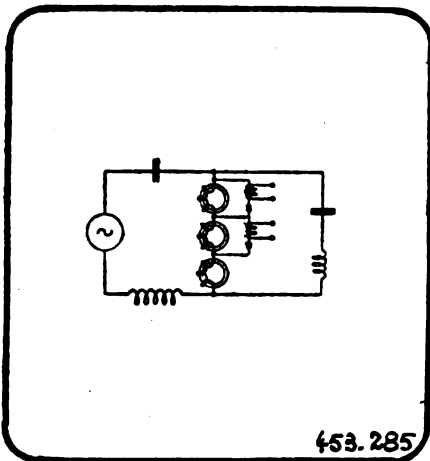




sentent une oscillation pratiquement non amortie.

N° 453.285. LORENZ A. G.

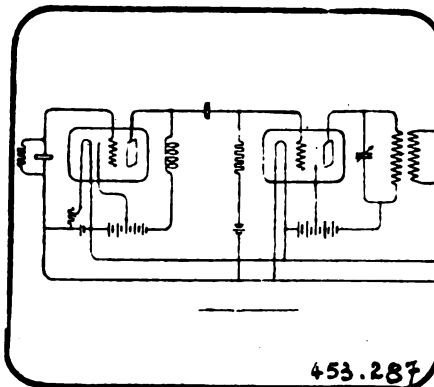
Dispositif de multiplication de fréquence au moyen de transformateurs électro-



magnétiques à courant alternatif, caractérisé par ce fait que, à la place d'un transformateur de haute fréquence, on en emploie plusieurs montés en série et de grandeur correspondante et qu'on intercale successivement.

N° 453.287. INTERNATIONAL GENERAL ELECTRIC Co.

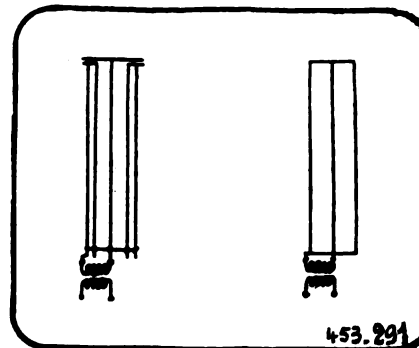
Dispositif de contrôle de fréquence piézo-électrique, dans lequel le cristal piézo-électrique se trouve entre la cathode et la grille de contrôle du tube, disposi-



tif caractérisé par ce fait qu'entre la cathode et l'anode on intercale un circuit accordé sur une fréquence environ double de celle déterminée par le cristal.

N° 453.291. E. GELES.

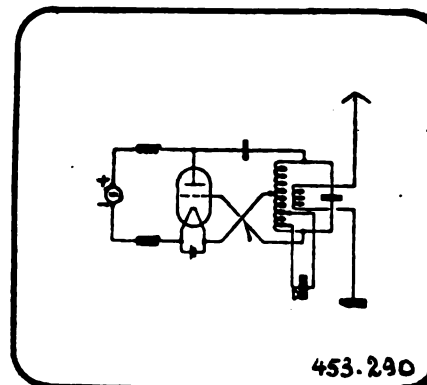
Cadre composé d'un tube conducteur sensiblement vertical et d'un fil métallique isolé à l'intérieur de ce tube. A l'une des extrémités, ce tube et ce fil métallique sont reliés ensemble directement ou par



l'intermédiaire d'un condensateur à air tandis qu'à l'extrémité libre ils sont reliés à la source de haute fréquence.

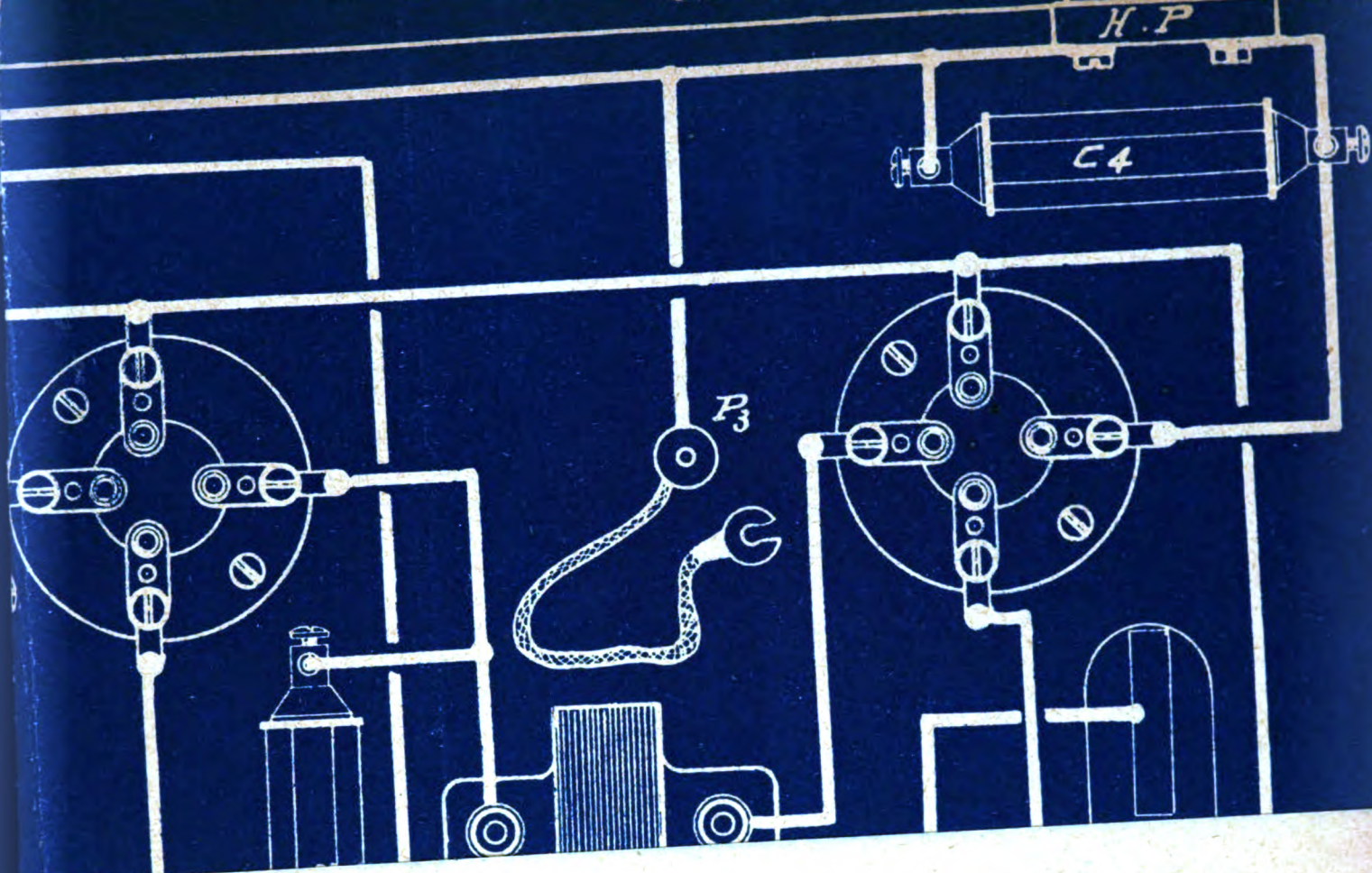
N° 453.290. TELEFUNKEN GESAMTANSTALT.

Dispositif pour le contrôle d'émission téléphonique, notamment à tubes, caracté-



térisé par ce fait qu'un téléphone à condensateur est couplé avec un circuit de courant de l'émetteur.





QST

FRANÇAIS

ET

RADIO

REUNIS

Paraissant le 1^{er} de chaque mois

ABONNEMENTS :

France et Colonies.. .. 70 fr. par an
 Étranger.. .. 100 fr. par an

DIRECTION, ADMINISTRATION, PUBLICITÉ :

53, rue Réaumur, PARIS (2^e)

TÉLÉPHONE :

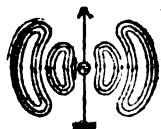
Louvre 03-72

Directeur : Henry ÉTIENNE

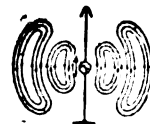
Sommaire :

Pages	Pages
La radiophonie et les phénomènes de propagation (<i>suite</i>) (Général CARTIER)	Réalisation d'un Hartley (André PLANÈS-PY, f8EI).....
2	31
Méthodes particulières pour la mesure des résistances (J. GRANIER, <i>docteur ès sciences</i>).....	Etude d'un système oscillant (<i>suite</i>) (Docteur Titus KONTESCHWELLER)
5	33
Le chemin du rayon électromagnétique (<i>suite</i>) (Léon de la FORGE)	Caractéristiques et amplification (P. OLINET)
12	35
Le problème de l'amplification (<i>suite</i>).....	La mesure des éléments des selfs (J. B. <i>ingénieur</i>)
17	41
Les dangers de l'électricité (J. GRANIER, <i>ingénieur E. S. E.</i>).....	Résonance et sélectivité (<i>suite</i>) (Y. DOUCET)
23	47
L'enregistrement électrique des disques (R. LEROY, <i>ingénieur E. C. P.</i>).....	Recherches et essais sur les lampes de T. S. F. (<i>suite</i>) (A. KIRILOFF, <i>ingénieur radio E. S. E.</i>).....
28	51
	Les tubes émetteurs et modulateurs (J. MARCOT).....
	56

Reproduction interdite pour tous pays, y compris la Suède et la Norvège (Copyright by Henry Étienne, Paris).



LA RADIOPHONIE ET LES PHÉNOMÈNES DE PROPAGATION



(Suite)

par le Général CARTIER

LE COURANT ÉLECTRIQUE

■ ■ ■ ■ ■

LES électrons libres émis au pôle négatif de la génératrice se diffusent dans le conducteur qui réunit les deux pôles et s'ajoutent à ceux qui s'agitaient déjà dans les intervalles intermoléculaires qu'ils heurtent et auxquels ils communiquent progressivement la vitesse u , dont le sens est dirigé du pôle négatif au pôle positif, contrairement à ce qu'on admet dans les ouvrages et schémas officiels : cette erreur manifeste est la cause de nombreux malentendus, en même temps qu'elle complique fâcheusement l'explication de certains phénomènes, comme nous le verrons par la suite.

Les électrons déversés dans le conducteur y augmentent la densité et, par suite, la pression cinétique $\frac{1}{3} d.U_e^2$.

Il y a donc renflement des canaux intermoléculaires du conducteur.

Ces électrons heurtent les molécules du conducteur, refoulent l'éther interne et frappent également les molécules de l'air ambiant.

L'énergie émise par la génératrice se diffuse donc :

1° Dans les électrons libres du conducteur ;

2° Dans les molécules du conducteur ;

3° Dans l'air ambiant ;

4° Dans l'éther.

Nous allons examiner successivement ces quatre diffusions dont la dernière est particulièrement intéressante, en ce qui concerne la radiophonie

1° Diffusion électronique.

Si l'on appelle L la masse des électrons libres du conducteur, pour lui communiquer la vitesse u , il faut dépenser une énergie W_e égale à $\frac{1}{2} Lu^2$:

$$W_e = \frac{1}{2} Lu^2 \quad (7)$$

L'effort nécessaire, S , pour communiquer une accélération $\frac{du}{dt}$ à cette masse L est égal à $L \frac{du}{dt}$

$$S = L \frac{du}{dt} \quad (6)$$

Quand le régime permanent est atteint, u reste constant et, par suite, S est nul.

Remarquons que, dans un conducteur prismatique de longueur l et dont la section électronique est s (différente de la section du conducteur), on a :

$$L = s.d.l$$

Comme

$$i = s.d.u,$$

on a

$$S = l \frac{di}{dt} \quad (8)$$

On appelle quelquefois self-induction cette masse électronique L : c'est une appellation incorrecte à laquelle il serait logique de renoncer. Nous verrons plus loin ce qu'il faut entendre par induction et self-induction.

La mise en mouvement des électrons se fait progressivement et elle résulte non d'une poussée exercée simultanément sur leur ensemble, mais du bombardement cinétique dont la résultante, sur chaque électron, est une poussée dans le sens du courant, tant qu'il y a émission d'électrons au pôle négatif.

Les électrons réagissent par leur inertie ; mais cette réaction n'acquiert que progressivement, pour l'ensemble, la valeur S de la formule (6) : c'est ainsi que, dans un système articulé, par exemple comme un train dont les chaînes d'attelage ne sont pas tendues, la locomotive n'a d'abord à vaincre que sa propre inertie et son adhérence sur les rails ; celles des wagons ne s'y ajoutent que successivement, et ce n'est que lorsque toutes les chaînes sont tendues que la locomotive a à vaincre l'inertie totale du train et son adhérence sur les rails.

Comme dans le cas du train dont les wagons ralentissent la machine, l'inertie des électrons du conducteur, poussés par le jet, qui s'échappe du pôle négatif avec une vitesse u , diminue la vitesse de ce jet tant que tous les électrons ne sont pas animés de la vitesse u .

Quand le courant a sa vitesse de régime u , si l'on interrompt le jet initial, l'énergie acquise par la masse L des électrons (formule 7) produira une poussée qui diminuera progressivement avec la vitesse, à cause des différentes résistances que nous examinerons plus loin.

Le courant continue donc un certain temps, même quand on a arrêté

l'action de la génératrice : ce courant prolongé s'appelle *extra-courant de rupture*.

Si l'on coupe le conducteur, le courant de vitesse u exerce sur le milieu ambiant, et par unité de surface, la pression $d.u^2/\left(\frac{u}{U}\right)$: si cette pression est supérieure à celle du milieu, un jet d'électrons s'échappe du conducteur et bombarde violemment les molécules et les poussières de ce milieu. Celles-ci s'échauffent et peuvent devenir incandescentes : c'est l'*étincelle de rupture*.

2° Diffusion dans les molécules du conducteur.

Si les intervalles moléculaires du conducteur formaient des canaux prismatiques, l'écoulement du courant électronique produirait simplement un frottement sur les parois, lequel absorberait par seconde une énergie proportionnelle à la surface de ces parois, à la pression normale à ces parois, à la vitesse u du courant et au coefficient de frottement φ .

La surface des parois est égale à $c.l$, c étant la somme des périmètres des sections droites des canaux internes; l , la longueur du conducteur.

La pression normale aux parois est $\frac{1}{3}d.U^2$.

On aurait donc :

$$W_m = \varphi.c.l.u.\frac{1}{3}dU^2$$

En réalité, les canaux intermoléculaires ne sont pas prismatiques et leurs parois ne sont pas constituées de telle sorte que les électrons ne fassent que glisser contre elles, à la manière d'un solide glissant sur un autre solide.

Les électrons rencontrent ces groupements d'atomes que nous avons essayé de définir dans un article précédent, et qui constituent les molécules du conducteur, et ils les heurtent dans les conditions que nous avons indiquées dans le même article précité. Ils éprouvent donc, par ce fait, une perte d'énergie qui est partiellement absorbée par les molécules heurtées.

Cette perte d'énergie par seconde est proportionnelle

A la masse électronique m ;

Au carré de la vitesse u ;

Au nombre de chocs par seconde.

Ce nombre de chocs est lui-même fonction du nombre et de la disposition des molécules du conducteur,

ainsi que du nombre des électrons émis par seconde, c'est-à-dire $\frac{s.d.u.}{m}$

En résumé, l'énergie absorbée par seconde par les molécules du conducteur peut se représenter par la formule

$$W_m = K.s.d.u^2 \quad (9)$$

A. Remarquons que les chocs des électrons sur les molécules du conducteur tendent à les pousser dans le sens du courant :

Si une partie de ce conducteur est mobile, comme l'est l'induit d'un moteur intercalé sur le conducteur, cet induit sera sollicité à tourner.

Si la poussée sur les premières molécules heurtées est assez énergique, le conducteur pourra être rompu.

B. La pression longitudinale du courant tend évidemment à orienter les molécules de manière que les canaux internes se rapprochent, autant que possible, de la forme prismatique. Dans les corps solides, la pression ambiante qui maintient groupées les molécules s'oppose aux déplacements moléculaires d'une certaine amplitude qu'exigerait la formation de canaux rectilignes séparés par des filets, également rectilignes, de molécules. Dans les conducteurs liquides, il n'en est pas de même, et l'on sait, depuis Arrhénius, que les molécules des électrolytes sont dissociées et que la résistance de ces électrolytes au passage du courant diminue progressivement pendant que celui-ci s'établit pour atteindre son minimum quand le régime permanent est atteint. Cela indique vraisemblablement qu'à ce moment les électrons libres sont alignés, d'une électrode à l'autre, suivant des canaux rectilignes où leur écoulement ne rencontre d'autre résistance que la viscosité du fluide interne et le frottement sur les parois latérales des canaux, formées de filets de molécules.

C. — L'augmentation d'énergie moléculaire W_m (formule 9) se traduit par une augmentation de la chaleur et de la température du conducteur.

Il en résulte une diffusion d'énergie calorifique dans le milieu ambiant, autrement dit la formation d'un *champ calorifique* qui dure autant que le courant et dont l'intensité, maximum au contact du conducteur, diminue à mesure qu'on s'en éloigne et est sensiblement en raison inverse de la distance.

L'intensité du champ calorifique est, en outre, inversement proportionnelle à la surface du conducteur, c'est-à-

dire au produit de sa longueur l par le périmètre de sa section.

Le coefficient K de la formule (9) dépend de la constitution du conducteur : ce coefficient correspond à peu près à la résistance ohmique du métal qui constitue le conducteur.

D. Le mouvement sinueux des électrons dans les intervalles intermoléculaires allonge évidemment leur trajet, et cet allongement est d'autant plus grand que les canaux intermoléculaires sont plus sinueux et que le conducteur est plus long.

En somme, le chemin parcouru pour aller du pôle — au pôle + n'est pas l , mais $K.l$, K , étant un coefficient plus grand que l'unité, qui dépend de la constitution du conducteur.

Si u est la vitesse moyenne réelle du courant, le temps employé pour parcourir le conducteur n'est pas $\frac{l}{u}$

mais $K.\frac{l}{u}$ et la vitesse apparente est $\frac{u}{K}$.

En réalité, il y a toujours une perte d'électrons par les intervalles moléculaires superficiels du conducteur et cette perte est proportionnelle à la surface du conducteur, c'est-à-dire au produit de sa longueur par le périmètre de sa section.

L'intensité du courant n'est donc pas la même sur toute la longueur du conducteur : elle diminue à mesure qu'on s'éloigne du pôle — et cette diminution est proportionnelle à la longueur du conducteur à partir de ce pôle —.

E. Il ne faut pas oublier que la poussée certaine des électrons libres qui s'exerce dans la génératrice, du pôle + au pôle — et qui produit une diffusion d'électrons dans le conducteur à partir du pôle —, est accompagnée d'une aspiration, par le pôle +, des électrons libres du conducteur.

Le courant ne continue, en effet, que si le conducteur est ininterrompu du pôle — au pôle +.

Il continue également si les deux pôles sont reliés à un réservoir d'électrons qui reçoit les électrons venant du pôle — et qui en fournit une égale quantité au pôle +.

Dans ce cas, la génératrice fonctionne comme une pompe à double effet qui puiserait par son pôle + des électrons dans ce réservoir où elle les refoulerait par son pôle —.

Le mécanisme de ce double mouvement est encore imparfaitement connu.

Il en résulte toutefois que, si l'intensité du courant diminue dans le conducteur quand on s'éloigne du pôle —, elle augmente quand on se rapproche du pôle +.

F. Les chocs des électrons contre les molécules du conducteur diminuent l'énergie et par suite la vitesse de ces électrons, et cette diminution pour chaque électron est proportionnelle au nombre de chocs qu'il subit. Or, ce nombre de chocs est lui-même proportionnel au chemin parcouru, c'est-à-dire à la longueur du conducteur.

La pression longitudinale du courant étant par unité de surface :

$$E = d \cdot u^2 f \left(\frac{u}{U_p} \right) \quad (3)$$

la différence de pression par unité de surface, en deux points du conducteur séparés par une longueur l de conducteur, est proportionnelle à l .

On a donc :

$$\Delta E = K \cdot d \cdot \Delta u^2$$

Si l'on appelle u_1 et u_2 les valeurs de u aux extrémités de la fraction considérée du conducteur, on a :

$$\Delta E = K \cdot d \cdot (u_1^2 - u_2^2)$$

ou encore :

$$\Delta E = K \cdot d \cdot (u_1 + u_2) (u_1 - u_2)$$

Si u est la valeur moyenne $\frac{u_1 + u_2}{2}$ sur la longueur l du conducteur, comme $u_1 - u_2$ est proportionnel à l , il vient :

$$\Delta E = K \cdot d \cdot l \cdot u$$

K étant un coefficient dépendant de la constitution interne du conducteur.

La différence de pression sur la section s du courant est :

$$s \cdot \Delta E = K \cdot s \cdot d \cdot u \cdot l$$

Comme $i = s \cdot d \cdot u$ et que la section s_1 du conducteur est proportionnelle à la section s du courant, on a finalement :

$$\Delta E = K \frac{l}{s_1} i \quad (10)$$

C'est une formule analogue à la formule d'Ohm, si l'on pose :

$$R = K \frac{l}{s_1} \quad (11)$$

Cette valeur de R est proportionnelle à la longueur l et inversement proportionnelle à la section. Le coefficient K dépend de la constitution du conducteur, mais il est aussi fonction de la vitesse u .

L'ordre de grandeur de R est $\frac{1}{LT}$

Remarquons que dans la formule (9), le coefficient K est proportionnel au nombre des molécules du conducteur, c'est-à-dire à son volume. Il en résulte que deux conducteurs de même volume mais de longueurs différentes, absorberont la même énergie par seconde d'un courant de vitesse u , mais que l'énergie restant à l'extrémité du

conducteur sera moindre dans le conducteur le plus long. La durée du parcours du conducteur de longueur l est en effet $\frac{l}{u}$ et la perte d'énergie pendant ce temps est

$$W_m \cdot \frac{l}{u} = K \cdot s \cdot d \cdot u^2 \cdot l$$

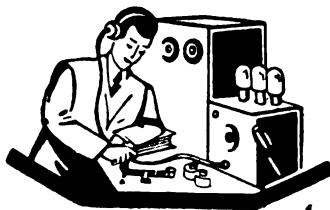
qu'on peut aussi écrire

$$\Delta W = K \cdot \frac{(s \cdot d \cdot u)^2}{s \cdot d} \cdot l = K \cdot \frac{l}{s \cdot d} \cdot i^2 \quad (12)$$

C'est une formule analogue à celle de Joule. Nous reviendrons plus loin là-dessus.

La vitesse u du courant ne doit pas être confondue avec la vitesse U_p , qui est une résultante des vitesses moyennes de l'électron et de la molécule d'éther ainsi que de la proportion de ces deux éléments dans le fluide intermoléculaire. Si l'on connaissait la vitesse moyenne de l'électron, comme l'on connaît celle de la molécule d'éther (400.000 kilomètres par seconde), la mesure directe de U_p donnerait la proportion susvisée.

Les mesures de U_p qui ont été faites par divers expérimentateurs, sur des longueurs variables, ont donné des valeurs nettement inférieures à la vitesse de la lumière, et cela est naturel comme je l'indique plus haut : ces valeurs varient de 200.000 à 280.000 kilomètres.



MÉTHODES PARTICULIÈRES POUR LA MESURE DES RÉSISTANCES

par J. GRANIER, docteur ès sciences

■ ■ ■ ■ ■

LES méthodes de mesure indiquées dans un^e précédent article peuvent en principe être utilisées pour la détermination de toutes les résistances, faibles, moyennes ou élevées. Cependant, dans un certain nombre de cas particuliers, elles se trouveraient en défaut si l'on ne prenait pas quelques précautions spéciales et, d'autre part, elles peuvent dans bien des cas être remplacées par d'autres plus appropriées. Nous allons en citer quelques exemples.

A) Mesure de la résistance des galvanomètres

Les méthodes ordinaires, celle du pont de Wheatstone en particulier, peuvent être employées. Mais s'il s'agit d'un appareil sensible, on serait amené, dans ces conditions, à faire circuler dans ses bobinages un courant excessif qui non seulement risquerait de les griller, mais encore produirait sur l'aiguille des chocs susceptibles de la détériorer. En outre des forces électromotrices d'induction produites par le déplacement du cadre dans le champ magnétique de l'aimant pourraient fausser les mesures et, enfin, il serait nécessaire d'utiliser un second appareil pour l'observation de l'équilibre. Pour toutes ces raisons il vaut mieux opérer différemment et en particulier utiliser un des procédés suivants :

1^o Méthode du shunt (fig. 1). — Au moyen d'une pile P, on fait passer un courant convenable dans le galvanomètre à étudier G et une grande résistance R ; on note la déviation obtenue. On diminue ensuite de moitié

la résistance R et on shunte l'appareil par une résistance r jusqu'à ce qu'il indique la même déviation. La résistance x du galvanomètre est dans ces conditions égale à celle du shunt r puisque la résistance totale du circuit est devenue 2 fois plus faible (celle

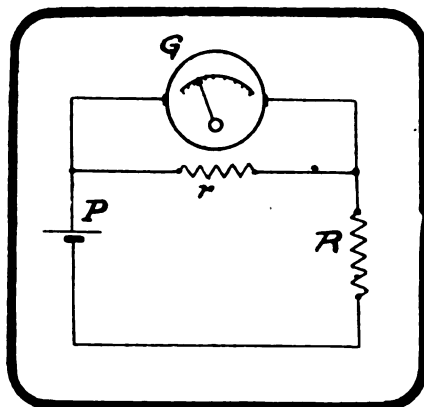


Fig. 1.

de la pile étant supposée négligeable) et qu'il ne passe plus dans le galvanomètre que la moitié du courant.

Rien n'empêcherait d'ailleurs de choisir un rapport quelconque entre la résistance r du shunt et celle du galvanomètre ; tout dépend de la valeur des résistances dont on dispose. Le calcul de x serait simplement un peu plus compliqué.

La tension de la pile P et la valeur de la grande résistance R dépendent de la sensibilité de l'appareil étudié. Cette dernière peut varier depuis quelques centaines d'ohms pour un milliampermètre ou un voltmètre à faible tension, jusqu'à quelques centaines de mille ohms pour un galvanomètre sensible.

2^o Méthode du pont (fig. 2). — On peut aussi employer un pont monté d'une manière spéciale : le galvanomètre G est mis à la place que devrait occuper normalement la résistance inconnue et dans la diagonale disponible on met un interrupteur I_1 . En appuyant sur un second interrupteur I_2 placé dans le circuit de la pile P on obtient une certaine déviation. Le réglage consiste à faire varier la résistance étalon R de telle sorte que la déviation ne varie pas lorsqu'on ferme l'interrupteur I_1 .

Puisque le courant qui passe dans le galvanomètre n'est pas influencé par la manœuvre de cet interrupteur, c'est que rien ne passe dans la branche BC. Le potentiel est donc le même en B et en C. On a donc le droit d'écrire comme dans le pont ordinaire la relation

$$\frac{a}{b} = \frac{x}{R}$$

d'où l'on tirera x .

B) Mesure des résistances liquides

La mesure des résistances liquides est assez délicate, en premier lieu parce que leur valeur est très sensible aux variations de la température, et surtout par suite des phénomènes de polarisation qui apparaissent aux électrodes.

Le moyen le plus simple d'éviter la polarisation des électrodes est évidemment d'utiliser du courant alternatif, car pendant une seule alternance, ces phénomènes n'ont pas le temps de troubler les mesures d'une manière sensible. La méthode du pont est toute indiquée, la pile étant remplacée

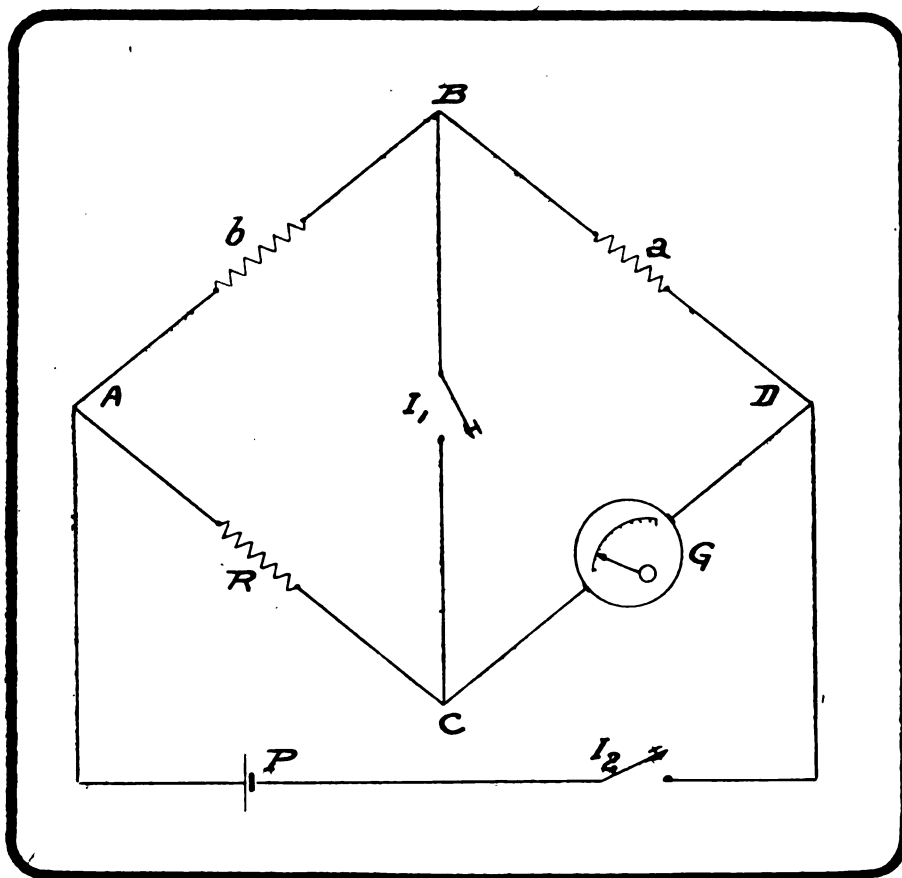


Fig. 2.

suivant les cas par un petit vibreur ou par le secondaire d'un transformateur alimenté par le secteur d'éclairage; l'appareil de zéro sera un téléphone si l'on opère à fréquence musicale, un galvanomètre G muni d'un détecteur à galène D si l'on utilise le courant à 50 périodes (fig. 3).

Mais on sait construire aussi des électrodes impolarisables; on les réalise en faisant plonger un métal dans une dissolution d'un de ses sels. Si donc on veut étudier la résistivité d'une solution de sulfate de soude par exemple, on la fera parcourir par un courant continu d'intensité connue puis au voisinage des extrémités on y plongera deux tubes TT' dont l'extrémité inférieure aura été rendue capillaire et contenant du sulfate de cuivre avec un fil de cuivre (fig. 4); il suffira de mesurer au potentiomètre la tension qui existe entre ces deux électrodes pour déterminer la résistivité; naturellement la nature des sels et le diamètre des tubes devront être convenablement choisis pour qu'il ne se produise ni réaction chimique, ni diffusion appréciable.

Plus simplement, on peut (fig. 5) disposer le liquide étudié dans un tube T placé en série avec une résistance R variable, une pile P et un appareil de

mesure G. On repère les indications de celui-ci puis on rapproche les électrodes d'une longueur L. La résistance qu'il faut ajouter à R pour que le courant reprenne la même valeur est égale à celle d'une colonne de liquide de longueur L; les effets de la polarisation sont, en effet, identiques pendant les deux lectures.

Lorsqu'on veut déterminer la résistivité d'un liquide, on est quelquefois embarrassé parce que les lignes de courant ne sont pas rigoureusement parallèles, les électrodes n'occupant pas toute la section du tube; on a dans ce cas la ressource d'étalonner la cuve à électrolyse par une mesure préalable en la remplissant d'une solution décinormale de chlorure de potassium dont la résistivité est de 89,5 ohms-cm à 18°.

C) Mesure de la résistance d'une pile

1° Comme toute résistance liquide, une pile peut être étudiée en courant alternatif, mais il y a lieu de prendre quelques précautions pour que le courant continu qu'elle est susceptible de fournir ne vienne pas fausser

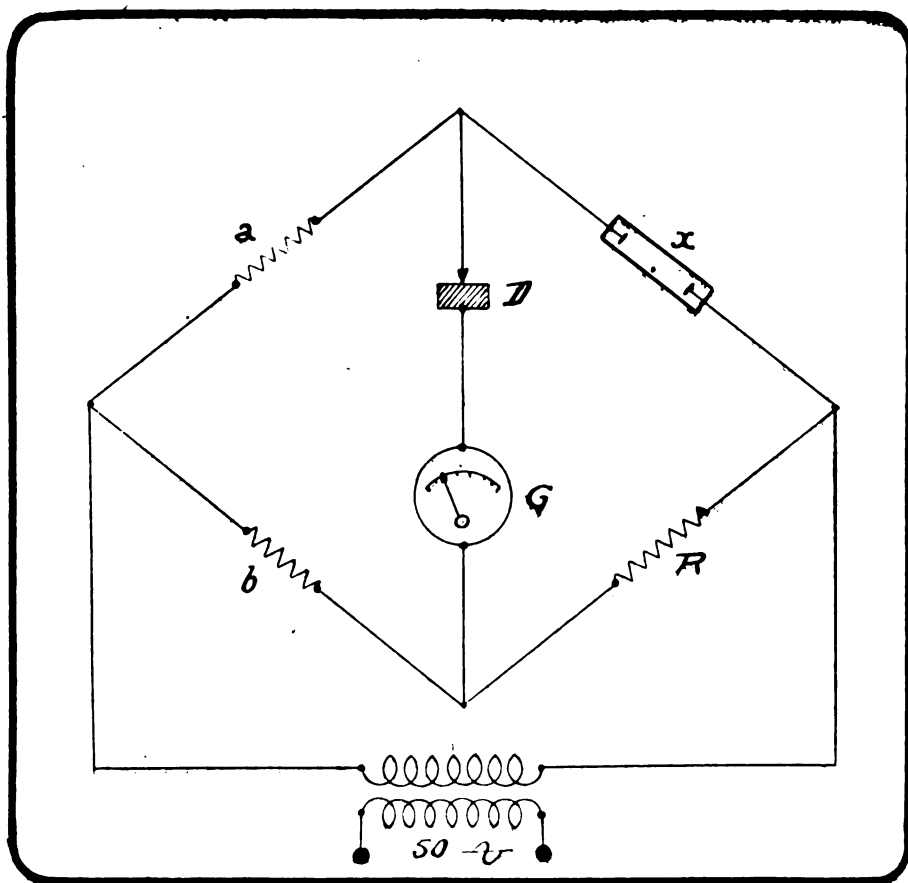


Fig. 3

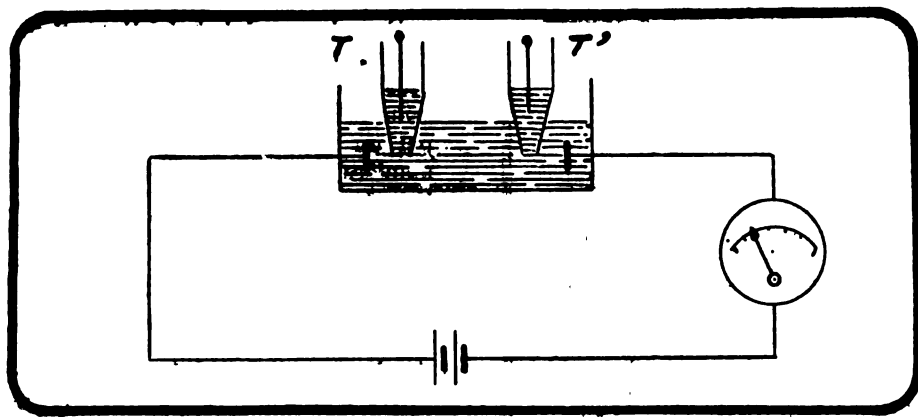


Fig. 4.

les mesures ou détériorer les appareils de mesure. Pour protéger le téléphone, il faudra par exemple disposer en série avec lui un condensateur. Pour protéger les résistances, il suffira de rendre celles-ci assez élevées ; si cela était impossible, on remplacerait les deux bras de proportion par des condensateurs égaux C et C' et l'on se contenterait de faire varier la résistance r (fig. 6).

2° En courant continu, quand une pile débite, sa résistance intérieure provoque une chute de tension. Au moyen d'un voltmètre on déterminera donc la force électromotrice E de la pile à circuit ouvert puis la tension U à ses bornes, lorsqu'elle débite sur une résistance extérieure connue R . La résistance de cette pile x se déduit alors de la formule :

$$I = \frac{U}{R} = \frac{E}{R+x}$$

Mais dans le cas de piles excessivement résistantes la conductance du voltmètre ne peut pas être négligée et l'on doit se servir d'un électromètre qui n'absorbe aucun courant ; dans le cas où l'on possède 2 voltmètres identiques, on peut cependant tourner la difficulté en lisant la tension U_1 lorsque la pile ne débite que sur un seul voltmètre de résistance R , puis la tension U_2 lorsqu'elle débite sur les deux appareils en parallèle : on a alors :

$$x = \frac{U_1 - U_2}{2U_2 - U_1} \times R$$

Enfin, on peut utiliser un pont à courant continu, en le disposant d'une manière spéciale : la pile est introduite dans un des bras du pont et dans la diagonale disponible on dispose un interrupteur I (fig. 7). Quand la déviation de l'appareil de mesure reste la même que l'interrupteur I soit ouvert ou fermé, on a encore

$$x = R \times \frac{a}{b}$$

D) Recherche des dérangements

Lorsqu'on constate sur une ligne télégraphique, sur un réseau de distribution d'énergie, sur une machine électrique, une perte à la terre, la mesure des résistances permet de localiser la plupart du temps le défaut. Montrons-le sur quelques exemples.

1° *Perte à la terre sur une ligne télégraphique.* — Cette ligne ayant déjà été étudiée en fonctionnement normal, il suffit pour situer le défaut de déterminer la résistance de la portion de conducteur qui se trouve entre une extrémité de la ligne et le point qui est en communication avec la terre.

La mesure de cette résistance est en général assez délicate. C'est qu'en effet la résistance du défaut est rarement négligeable et n'est même pas indépendante de l'intensité du courant si l'on se trouve en présence de métaux oxydés ou de conducteurs électrolytiques ; de plus, le contact entre le fil et le sol humide peut produire des forces électromotrices parasites, et enfin la présence de courants telluriques intenses provenant de réseaux de tramways peut fausser complètement les mesures.

Il est cependant possible de tourner la difficulté et d'obtenir d'excellents résultats lorsqu'on dispose d'une ligne en bon état qui suit le même parcours que la ligne défectueuse ; en effectuant la mesure au pont de Wheatstone, on obtient alors le schéma de la figure 8. Les côtés MN et MP du pont contiennent deux boîtes de résistance ; le troisième côté PQ est constitué par la portion du fil malade qui sépare l'extrémité P de la ligne du défaut Q. Quant au dernier côté, il comprend le reste du fil défectueux QS, une connexion RS de résistance négligeable et le fil auxiliaire NR. Dans ces conditions, les forces électromotrices parasites sont placées en série dans le circuit de la pile de sorte qu'elles

sont sans effet, la résistance du défaut n'étant pas comprise dans les bras du pont ne peut en aucune façon troubler la mesure ; tout au plus pourrait-elle diminuer la sensibilité mais on y remédierait facilement en augmentant la tension de la pile.

2° *Isolement d'un réseau à courant continu.* — Supposons qu'un réseau à courant continu normalement isolé du sol ait une perte à la terre de résistance R en un certain point M. Désignons par V_1 , V_2 et V_3 les potentiels par rapport au sol des points A, B, M, correspondant les deux premiers aux bornes de la dynamo, le dernier au point M où se produit le dérangement (fig. 9).

La mesure peut se faire sans interruption de service au moyen d'un voltmètre V de résistance suffisante r . En reliant le voltmètre d'une part au point A d'autre part au sol, on obtient une déviation α proportionnelle à $\frac{V_1 - V_3}{R + r}$ puisque la différence de potentiel agissante est $V_1 - V_3$, et que la résistance du circuit est $R + r$. De même en reliant B au sol on obtient une déviation β proportionnelle à $\frac{V_2 - V_3}{R + r}$ et enfin en reliant A et B,

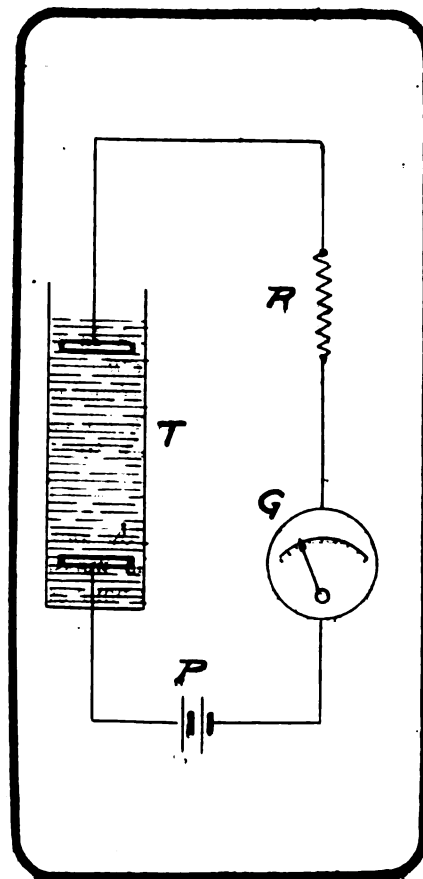


Fig. 5.

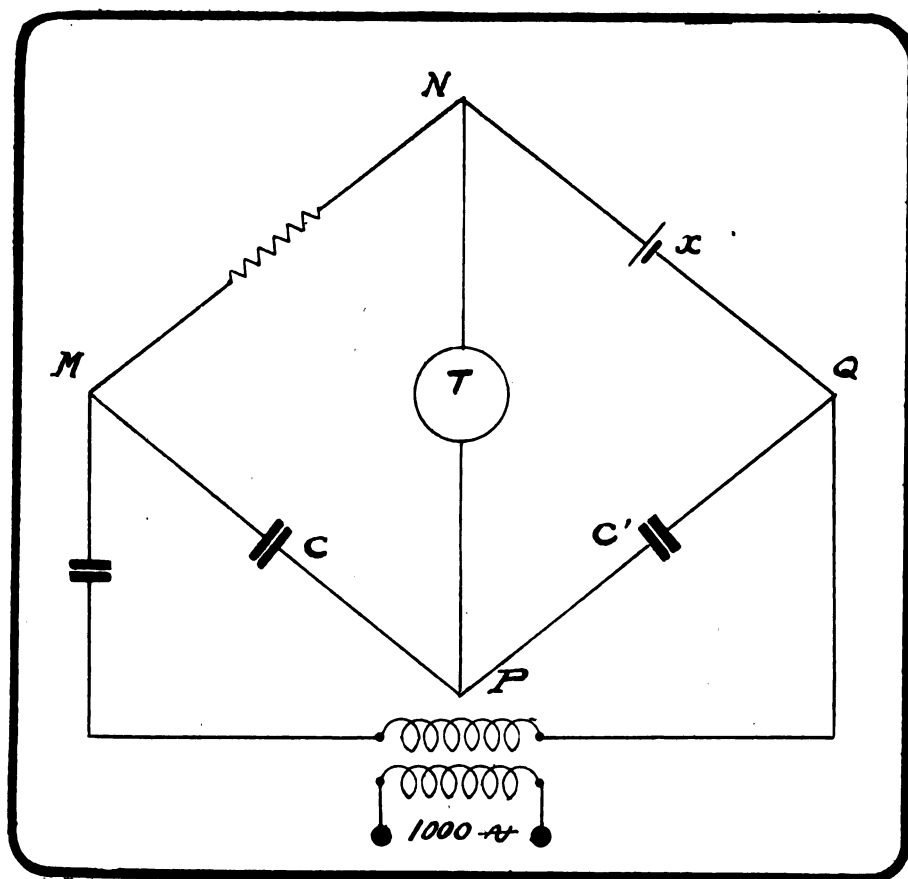


Fig. 6.

une déviation γ proportionnelle à

$$\frac{V_1 - V_2}{R}$$

En éliminant V_2 et R entre ces trois relations, on obtient finalement

$$R = r \left(\frac{\gamma}{\alpha + \beta} - 1 \right)$$

qui permet de se rendre compte de l'importance de la perte à la terre.

3° *Localisation d'un défaut dans un induit.* — Un induit peut présenter soit une perte à la masse, soit un court-circuit, soit une rupture du fil ; examinons successivement ces différents cas.

Supposons d'abord que l'on constate sur l'induit une perte à la masse P. Sans exciter les inducteurs pour éviter que la machine ne se mette à tourner, on envoie sur les balais le courant d'un accumulateur A et on branche un millivoltmètre V entre un des balais B (fig. 10) et la masse, puis, on fait tourner lentement l'induit à la main. Le voltmètre indique évidemment la tension qui existe entre le défaut et le balai B ; du moment où celle-ci deviendra nulle, c'est que la section défectueuse passera sous les balais ; on pourra donc la changer facilement.

Dans le cas où le balai B serait relativement large et couvrirait à la fois plusieurs lames du collecteur, il vaut mieux le remplacer momentanément par un autre légèrement appointé de manière à préciser davantage la position du point B.

Pour rechercher un court-circuit entre spires, on fera de même passer un courant dans l'induit puis avec le voltmètre on mesurera la tension entre deux lames consécutives du collecteur ; si dans une certaine région on trouve une tension nulle, c'est que les sections extrêmes qui la délimitent sont en court-circuit.

Enfin, s'il y a rupture on opérera de même ; entre deux lames consécutives le voltmètre indiquera une tension nulle si elles sont du même côté du défaut, une tension égale à celle qui existe entre B et B' si elles sont de part et d'autre.

E) Résistance en courant alternatif

Dans toutes les méthodes indiquées jusqu'ici, la résistance R a été déduite de la loi d'ohm $I = \frac{E}{R}$; nous aurions également pu la déduire de la loi de Joule $W = RI^2$. Mais que nous déter-

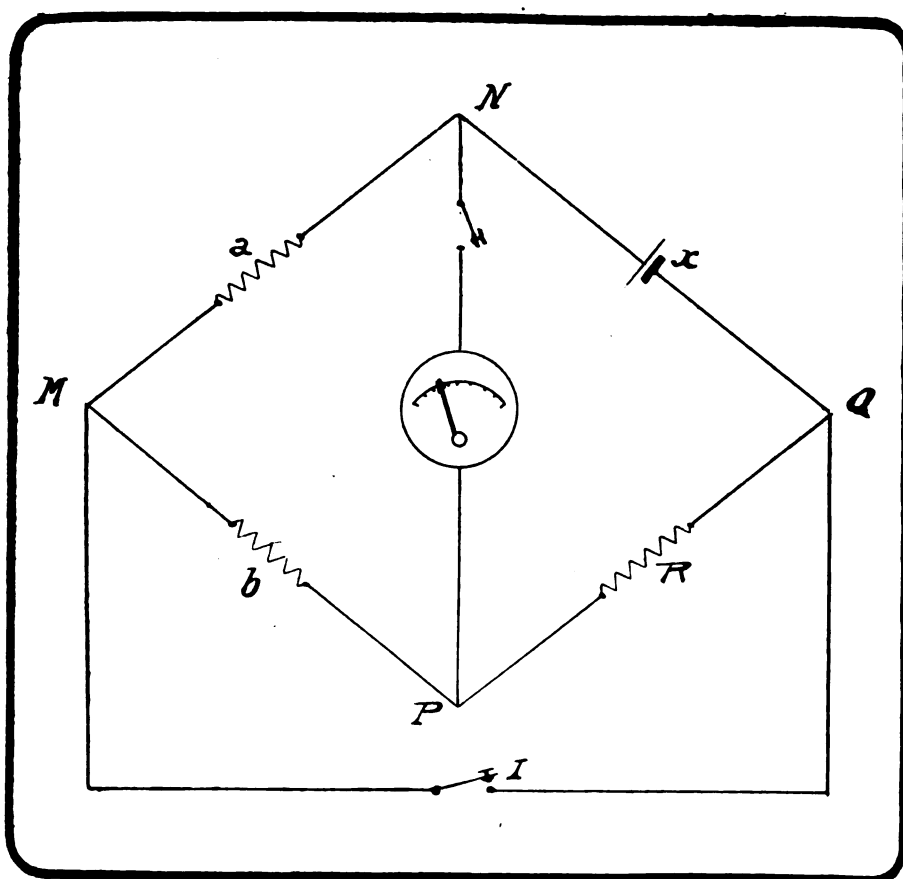


Fig. 7.

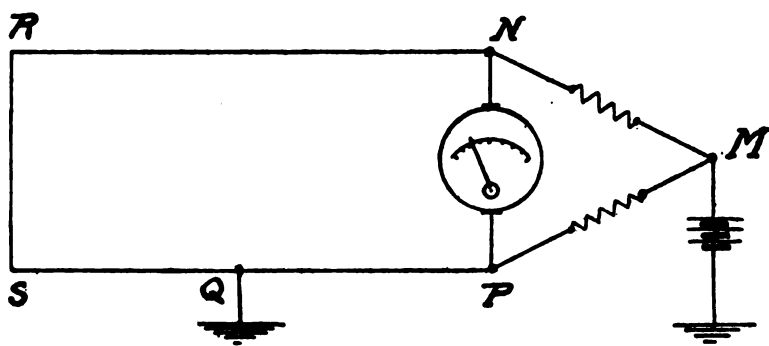


Fig. 8

minions R par l'une ou l'autre de ces relations, nous obtenons toujours le même nombre en courant continu parce que c'est dans le fil seul que se produit le dégagement de chaleur.

Il n'en est pas de même en courant alternatif et aucun des quotients $\frac{E}{I}$

ou $\frac{W}{I^2}$ ne fournit le même chiffre

qu'en courant continu. L'impédance $\frac{E}{I}$

est une fonction de l'inductance et ne correspond plus nécessairement à un dégagement de chaleur. Quant à la

quantité $\frac{W}{I^2}$ qui permet de calculer

l'énergie absorbée, on peut bien lui réserver le nom de « résistance en

courant alternatif », mais il faut bien

faire attention que cette résistance

est plus la même qu'en courant

continu parce que l'absorption d'énergie

ne se produit plus dans les mêmes

conditions.

On constate qu'en effet, en courant

alternatif, il se produit des pertes

complémentaires, par courants de Fou-

cult dans les carcasses métalliques

des bobines, par hystérésis magnéti-

ques dans les noyaux de fer, par hystérésis diélectrique dans les isolants. De plus, la densité de courant n'est plus uniforme à l'intérieur des conducteurs, le courant se propageant de

peut être rayonnée dans l'espace.

Pour mesurer la résistance d'un circuit en alternatif ou, ce qui revient au même, les pertes qui s'y produisent, on dispose d'un certain nombre de méthodes possédant chacune ses inconvénients et ses avantages.

1° Méthodes du wattmètre et du pont. — En basse fréquence, pour la mesure des résistances de bobines à noyau de fer par exemple, la méthode du wattmètre est tout indiquée. Le wattmètre indique les pertes, un ampèremètre donne l'intensité; la résistance s'en déduit immédiatement.

Mais lorsque les pertes sont très faibles, on se heurte à une difficulté : le déphasage du courant sur la tension étant très voisin de 90°, les indications du wattmètre ne sont pas exemptes d'erreur, de sorte que les mesures peuvent devenir illusoire. L'emploi du pont est dans ce cas bien préférable :

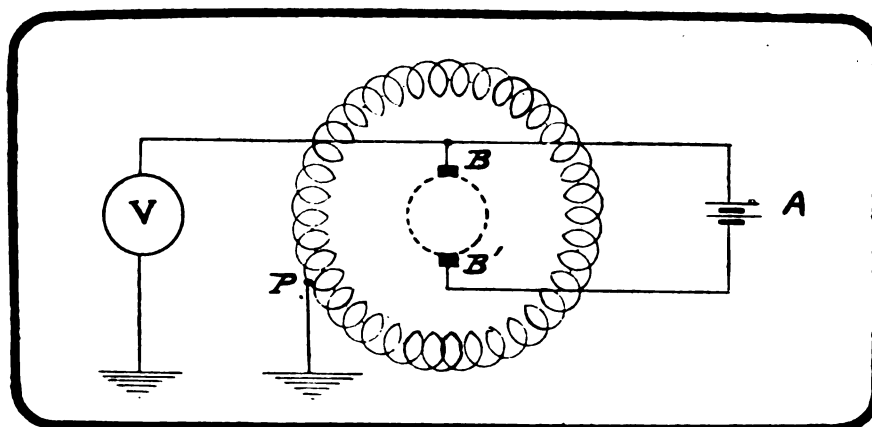


Fig. 10.

préférence par la surface extérieure des fils ou des bobinages. Et enfin, dans le cas de conducteurs de dimensions notables, les antennes notamment, une bonne partie de l'énergie

on compare au pont la self donnée à une autre dont la résistance est connue, ou encore, ce qui est plus commode dans bien des cas, on la compare à un condensateur au mica dont les pertes peuvent être considérées comme négligeables.

Soit par exemple à mesurer la résistance r d'une self L (bobine de choc ou transformateur basse fréquence). Opposons-la dans le pont de la figure 11 à un condensateur C shunté par une résistance b et écrivons que les équations du pont sont satisfaites en courant alternatif.

L'impédance du bras BD est, en posant $j^2 = -1$, égale à $r + jL$; celle du bras AC qui contient en parallèle une résistance b et une capacité d'impédance $-\frac{j}{C\omega}$ est d'après la loi

des circuits dérivés : $\frac{-jb}{bC\omega - j}$; celles

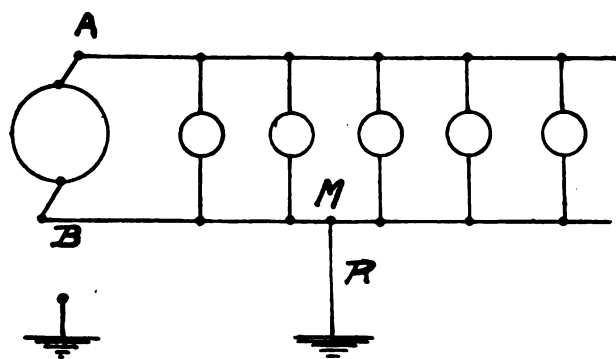


Fig. 9.

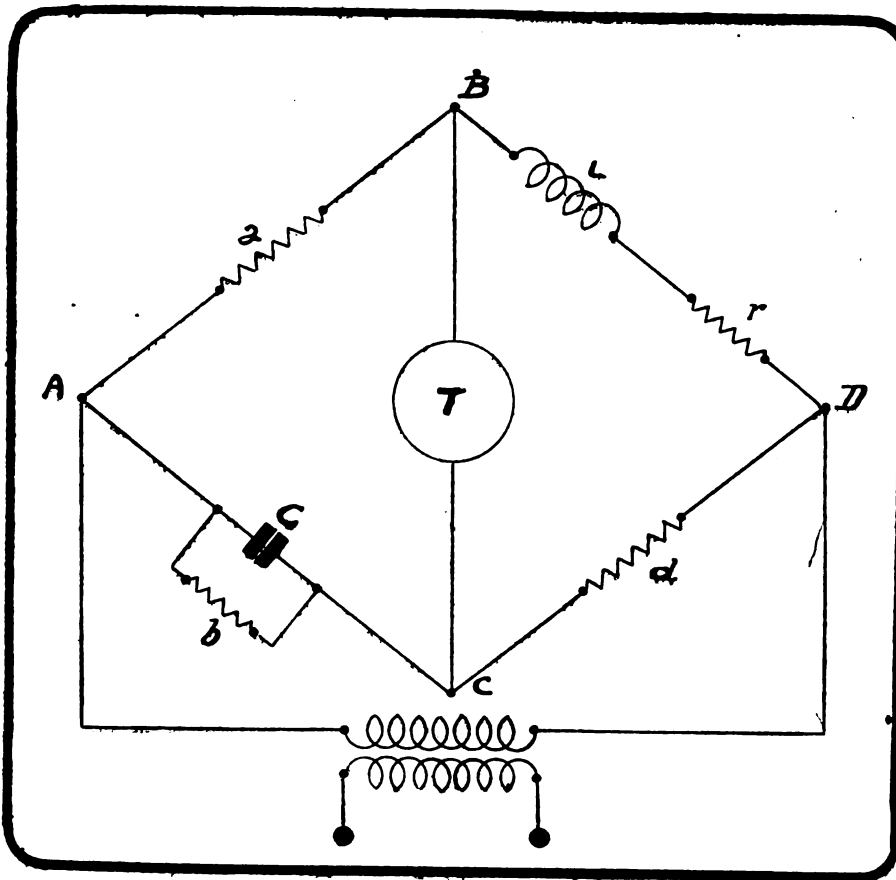


Fig. 11.

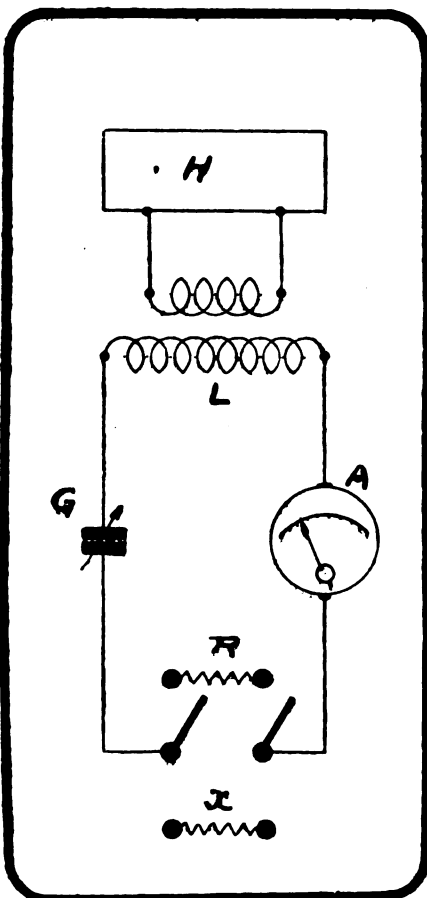


Fig. 12.

des autres bras du pont sont a et d , de sorte que l'on peut écrire :

$$ad(bC\omega - j) = -(r + jL\omega)bj,$$

ou encore

$$[abdC\omega - bL\omega = j(ad - br)]$$

qui se décompose en deux :

$$L = adC \quad \text{et} \quad ad = br$$

La connaissance des résistances a , d et b suffit donc pour déterminer la résistance r en courant alternatif de la bobine ; la valeur de C et celle de la fréquence n'ont pas besoin d'être connues.

2° Méthode calorimétrique. — Lorsqu'il s'agit de mesures de laboratoire, lorsque l'appareil à étudier peut être disposé d'une manière quelconque, il est très facile de mesurer les pertes dont il est le siège par la méthode calorimétrique. On l'introduit dans une enceinte fermée puis on fait passer le courant pendant un certain temps tout en notant l'élévation de température. L'étalonnage se fait très simplement en envoyant ensuite un courant continu dans une petite résistance placée elle aussi dans l'intérieur de l'enceinte. Cette méthode est, en particulier, relativement commode,

pour l'étude des pertes dans les isolants à n'importe quelle fréquence.

3° Détermination de la résistance par la mesure de l'acuité de résonance. — Enfin, voici une méthode qui permet de mesurer la résistance totale R d'un circuit oscillant. On couple celui-ci d'une manière très lâche avec une source de pulsation ω et on l'amène à la résonance au moyen d'une capacité variable C qui satisfait dans ces conditions à la relation $CL\omega^2 = 1$.

On augmente ensuite cette capacité d'une quantité très faible ΔC de manière à obtenir dans l'ampèremètre une intensité $\sqrt{2}$ fois plus petite. Puisque la force électromotrice n'a pas varié, c'est que le courant est maintenant déphasé sur elle de 45° ou encore que la résistance du circuit est égale à sa réactance ; on a donc

$$R = L\omega - \frac{1}{(C + \Delta C)\omega}$$

Combinons cette relation avec la précédente de manière à éliminer l'inductance L ; il vient

$$R = \frac{\Delta C}{C^2\omega}$$

Il suffit donc de connaître la capacité de résonance et la petite variation

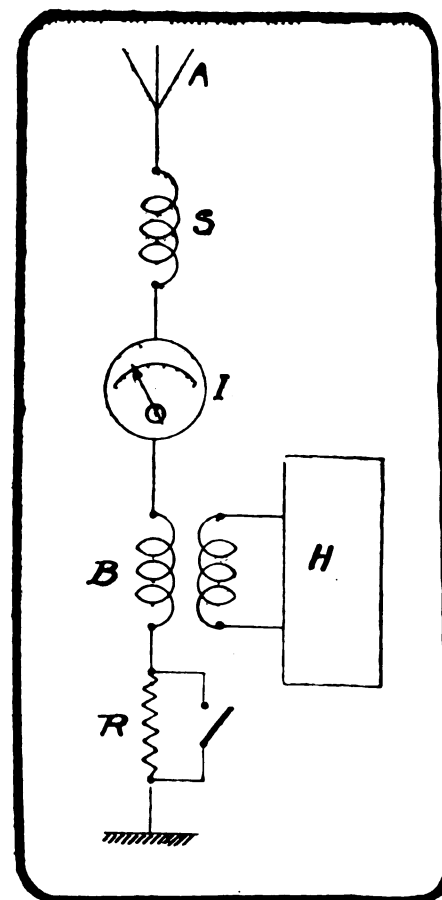


Fig. 13.

elle a subie pour connaître la résistance R .

4^e Méthode de substitution (fig. 12).

Lorsqu'on désire connaître la résistance d'un fil en haute fréquence, on incorpore dans un circuit oscillant comprenant une self et une capacité puis on couple celui-ci avec un hétérodyne H et on mesure au moyen l'ampèremètre A l'intensité qui traverse ce circuit au moment de la résonance. Un commutateur permet ensuite de remplacer le conducteur de résistance inconnue x par un fil de fillechort R très fin, exempt d'effet inductif, et on fait varier la longueur de celui-ci sans changer le couplage jusqu'à ce que à la résonance le courant prenne la même valeur que précédemment. La résistance du fil étudié est alors égale à celle du fil de maillechort, cette dernière pouvant être facilement déterminée en courant continu.

On opérerait d'une manière analogue pour mesurer les pertes dans un condensateur à diélectrique solide. On le remplacerait par un condensateur à air et on introduirait dans le circuit une résistance convenable.

Méthode de la variation de résistance (fig. 13). — Le montage précédent qui est particulièrement commode, lorsqu'il s'agit de mesurer des pertes localisées dans un appareil déterminé, n'est plus applicable lorsqu'on veut mesurer celles

qui se produisent dans un circuit complexe, une antenne par exemple ; on sera alors amené à la modifier de la manière suivante :

L'antenne restera en circuit pendant toute la durée de l'essai et on se bornera pendant la deuxième partie de l'expérience à augmenter sa résistance d'une valeur connue. Naturellement on ne pourra plus opérer chaque fois avec la même intensité et on devra admettre une certaine variation de celle-ci, l'ampèremètre qui servait primitivement de simple indicateur de courant devra cette fois être rigoureusement étalonné.

L'antenne A munie de sa self d'accord S et de sa bobine de couplage B est reliée à la terre à travers un ampèremètre I et un rhéostat R que l'on peut mettre en court-circuit. Elle est couplée d'une manière très lâche avec un hétérodyne H .

Faisons d'abord varier la longueur d'onde de l'hétérodyne de manière à obtenir la résonance, c'est-à-dire un maximum pour les indications de l'ampèremètre. A ce moment, la self du circuit et sa capacité se compensent, c'est-à-dire que, le courant étant en phase avec la force électromotrice, on a le droit d'écrire la loi d'ohm comme en courant continu.

La force électromotrice qui prend naissance dans la bobine B se calcule facilement : elle est proportionnelle

au coefficient de mutuelle inductance des deux bobines couplées, au courant i qui circule dans l'hétérodyne et à la pulsation ω

$$E = M\omega i$$

La résistance du circuit comprend la résistance x de l'antenne et de tous ses accessoires augmentée dans la deuxième partie de l'expérience de la résistance R .

On a donc en appelant I_1 et I_2 les intensités obtenues dans les deux cas :

$$I_1 = \frac{M\omega i}{x} \quad I_2 = \frac{M\omega i}{x + R}$$

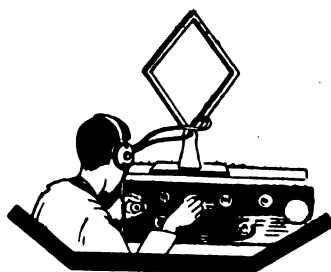
d'où l'on tire

$$x = R \frac{I_2}{I_1 - I_2}$$

Pour simplifier, on peut, lorsque la résistance R est variable d'une manière continue, s'arranger pour que l'intensité tombe exactement à la moitié de sa valeur primitive. On a alors :

$$I_1 = 2 I_2 \text{ et } x = R$$

Naturellement pour éviter que la mesure soit faussée par des phénomènes parasites, il faudra ne coupler l'hétérodyne que très lâchement avec l'antenne ; il sera même prudent, si l'on n'a pas à sa disposition d'hétérodyne assez puissante, de remplacer l'ampèremètre par un thermocouple qui est beaucoup plus sensible.



LE CHEMIN DU RAYON ÉLECTROMAGNÉTIQUE

(Suite)

par Léon de LA FORGE

LES ERREURS DE NUIT — LEUR ÉLIMINATION

■ ■ ■ ■ ■

DANS cette partie de mon étude sur le chemin du rayon électromagnétique, j'ai l'intention d'aborder un des points les plus importants au point de vue pratique de la marche du rayon électromagnétique. A plusieurs reprises, déjà, j'ai eu l'occasion de montrer que, la nuit, la direction dans laquelle on relève, à l'aide d'un radiogoniomètre, la position d'un poste d'émission s'écarte nettement du relèvement géographique et que ce relèvement radiogoniométrique oscille entre des limites de valeur et avec des vitesses telles que la confiance que l'on peut mettre dans une telle donnée est souvent réduite à néant. Or, de nuit comme de jour, le navigateur maritime ou aérien a besoin de se situer à la surface de la terre, et le secours que lui apporte la radiogoniométrie serait bien restreint, s'il ne devait en faire usage que pendant les heures de jour, si peu nombreuses en hiver, c'est-à-dire dans une saison où le mauvais temps oblige à une navigation plus précise et plus délicate en général.

C'est à l'application de la radiogoniométrie en période de nuit que le cinquième rapport du Radio Research Board britannique apporte la plus large contribution.

Fidèle à notre méthode, nous allons l'analyser et le discuter.

Observation préliminaire

Pour ne pas obliger le lecteur à se reporter à l'ensemble des articles

que j'ai déjà publiés ici même sur le chemin du rayon électromagnétique, où il trouvera plus amples renseignements, je rappellerai brièvement les expériences faites et le point obtenu au moment où a été établie la théorie des erreurs de nuit en radiogoniométrie par le comité du Research Board.

Etude expérimentale de la radiogoniométrie

Suivant une méthode qui leur est chère et qui, il faut le reconnaître, est l'une des meilleures, sinon la meilleure, lorsqu'il s'agit de réaliser l'application d'une science, les Anglais ont eu recours à l'expérience sur une vaste échelle pour décider la valeur de la radiogoniométrie comme aide à la navigation.

Expériences antérieures

Ils ont profité des expériences antérieures faites par certains d'entre eux, mais aussi par les Américains et par nous-même.

L'étude de la radiogoniométrie était commencée avant la guerre; mais, au cours des hostilités, on eut l'occasion de l'utiliser maintes fois et, partant, de faire de nombreuses observations sur les relèvements qu'elle permettait d'obtenir. Mais le temps manquait pour suivre un programme méthodique d'expériences. Ce que l'on acquit cependant d'une façon certaine, c'est que les relèvements radiogoniométriques sont sujets à des variations spé-

ciales et que, dans certaines circonstances, telles qu'au lever et au coucher du soleil, ces différences entre les relèvements successifs d'une même station d'émission sont plus importantes.

En second lieu, il ne faut pas oublier que, c'est au cours des hostilités, avec plus de précision dès 1915, que la lampe triode fut mise en application générale; c'est à partir de ce moment que, la réception des postes de plus en plus éloignés ayant été rendue possible, la radiogoniométrie devint réellement intéressante.

Bien que Hertz soit le premier qui ait montré que les ondes électromagnétiques peuvent être dirigées et que Marconi, dès ses premiers essais, ait tenté de résoudre le même problème, il faut attendre 1899 pour que la radiogoniométrie soit vraiment prise en considération. A cette date, en effet, nous trouvons un Anglais S., G. Brown, et un Américain Elihu Thomson, qui ont l'idée d'une *réception dirigée*; Brown prend même un brevet à ce sujet.

En tout cas, on se préoccupe de la direction des ondes électromagnétiques, en même temps qu'on essaye de faire progresser leur utilisation dès qu'on a obtenu les premiers résultats d'exploitation.

De 1901 à 1907, Fesseuden observe des variations de la direction dans laquelle il reçoit les ondes de certains postes, variations qui peuvent atteindre de 20 à 45 degrés.

En 1908, Pickard note que des déviations radiogoniométriques peuvent étre dues à des arbres, à des

constructions métalliques, etc., situés dans le voisinage du poste de réception.

Plus près de nous, en pleine guerre, un exemple connu et fréquemment cité est celui du relèvement de Malte, près de Salonique, et qui, au lever du soleil, les 1^{er} et 4 octobre 1917, varia de plus de 100 degrés en quelques minutes.

En 1919, A.-H. Taylor, à Washington, trouve que, si les relèvements pris de jour sont assez précis, il n'en est plus de même la nuit.

En France, une nouvelle cause de déviation, la coque du navire, est étudiée par Blondel en 1919, et l'année suivante Mesny donne la première théorie complète de l'effet de cette coque métallique sur les lectures radiogoniométriques, et l'expérience confirme.

T.-L. Eckersley, en 1920, étudie l'effet produit sur la direction des ondes lorsque la conductibilité des surfaces au-dessus desquelles elles se propagent varie brusquement.

On recherche également quelles peuvent être les déviations radiogoniométriques observées à terre lorsque l'on relève un avion ; c'est l'œuvre de Baldus, Buchwald et Hase (1920).

Cette même année, les erreurs de nuit attirent l'attention de Kinsley et Sobey, qui en notent atteignant la valeur de 50 degrés.

Dans ces deux dernières années, 1919 et 1920, le champ d'investigations s'est largement ouvert, grâce à l'emploi d'amplificateurs de plus en plus puissants, qui ont augmenté considérablement le nombre des postes observables.

Le programme du Radio Research Board

En un mot, vers la fin de 1920, on a noté un grand nombre de différences entre les relèvements radiogoniométriques et les relèvements géographiques et il importe de savoir, pour pouvoir appliquer la radiogoniométrie à la navigation, si l'on peut espérer pouvoir tirer parti des observations d'un radiogoniomètre, dans quelles limites on peut accorder confiance à ses indications et si l'on peut d'une indication même erronée déduire un relèvement vrai.

Il faut donc essayer de trouver si, comme certains faits semblent l'indiquer, les déviations observées obéissent à des lois, si l'on peut séparer

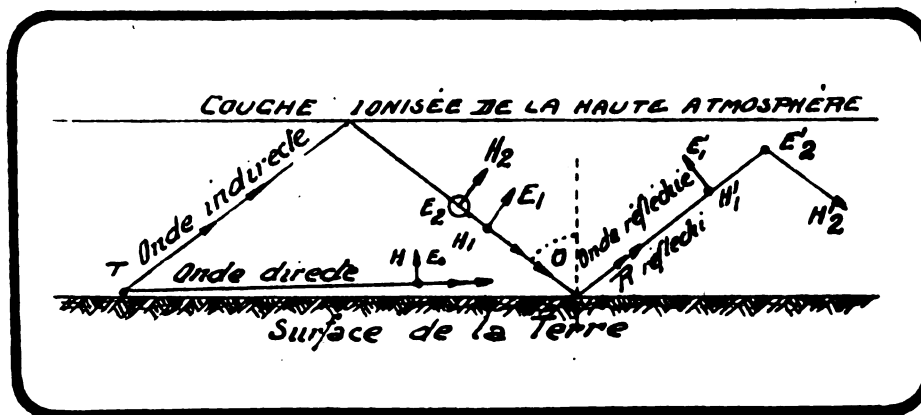


Fig. 1.

aussi les déviations accidentelles des déviations systématiques ; en un mot, il faut faire des expériences méthodiques, expériences qui seront le plus variées possible.

C'est cette tâche que décida le Department of Scientific and Industrial Research vers la fin de 1920, sur avis du Radio Research Board, qui venait d'être fondé, et il en chargea ce Board lui-même.

On fit installer ainsi en des points connus et près d'établissements scientifiques, universités ou laboratoires, une série de radiogoniomètres, pour prendre des relèvements radiogoniométriques de stations dont la position géographique était également bien déterminée. On écouta régulièrement un certain nombre de stations d'Europe continentale et de Grande-Bretagne.

Pour fixer les idées, je dirai que les observations régulières ont commencé le 7 février 1921, avec deux radiogoniomètres installés l'un à l'université de Bristol, l'autre au National Physical Laboratory de Teddington. Les autres stations furent mises en opération successivement.

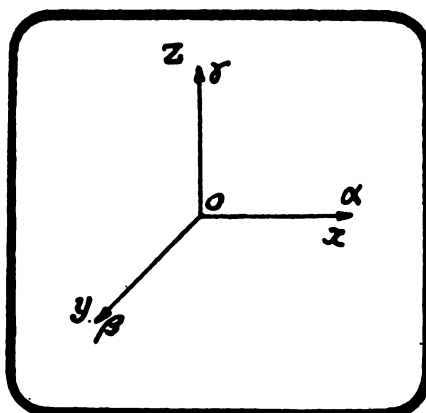


Fig. 2.

Différentes modifications de programme, inspirées par les circonstances, suivirent. Vers la fin de 1922, on étudia les déviations d'ondes de longueur plus courte. En juillet 1923, on prolongea la série de radiogoniomètres par une nouvelle station située tout au nord des îles Britanniques, à Lenvick, dans les Shetland. En 1924, au mois d'avril, déjà en possession d'un bon nombre de résultats, on entreprit tant au National Physical Laboratory de Teddington qu'à la station de T. S. F. particulière du Radio Research Board à Ditton Park Slough, des séries d'observations supplémentaires d'un caractère plus spécial, et parmi celles-ci nous devons noter, en raison du point que nous allons tout à l'heure discuter, les observations faites en vue de vérifier que les déviations variables de nuit étaient dues à l'interférence produite à la surface de la terre par les ondes réfléchies par la haute atmosphère.

Au moment où ce travail était terminé, en septembre 1926, après avoir duré six années bien employées, on pouvait juger de l'extension prise par les recherches par ce simple fait que l'on avait retenu comme dignes d'examen ultérieur plus de deux cent cinquante mille observations.

En fait, les expériences entreprises peuvent être classées en deux catégories :

- Expériences accessoires ;
- Expériences principales.

Expériences accessoires

Ce sont des expériences, qui furent faites non pour elles-mêmes, mais pour permettre les expériences principales.

Je ne fais que rappeler les quatre points à élucider pour être en droit de tirer une légitime conclusion des expériences principales; ces quatre points ont été traités en détail dans nos articles précédents.

Erreurs instrumentales

Tout d'abord, il fallait étudier l'instrument de mesure dont on allait se servir et s'assurer qu'il peut fournir des renseignements dignes de foi.

On y parvint par le blindage des appareils, et ce fut l'occasion d'essayer différents systèmes de protection basés sur ce principe: blindage fractionné, blindage total, ou encore blindage par réseau de fils, et l'on arriva à cette conclusion :

« ... On peut construire des radiogoniomètres et les utiliser en réception d'ondes amorties ou d'ondes entretenues, tels que l'erreur due à l'instrument lui-même ne dépasse pas 1 degré. »

Erreurs dues aux conditions locales

Les observations faites en vue de trouver le moyen de s'affranchir des erreurs locales montrèrent combien on avait eu raison d'y procéder.

Les erreurs dues aux conditions locales atteignirent jusqu'à 22 degrés.

Mais elles montrèrent une caractéristique très favorable à la poursuite des opérations; l'erreur locale est constante quelle que soit la direction dans laquelle on relève le poste émetteur.

En outre, elles purent, dans la plupart des cas, être réduites à 2 degrés.

Erreurs côtières

Bien qu'on pût les faire rentrer dans la catégorie précédente, les erreurs côtières furent envisagées à part, pour deux raisons: l'une d'ordre pratique, car elles intéressent tout particulièrement la navigation et notamment l'atterrissage des navires; l'autre, parce qu'elles ne sont pas constantes ou, avec plus de précision, parce qu'elles n'apparaissent que lorsque le relèvement est voisin de la direction de la côte, lorsque l'angle d'écart entre ces deux est moindre que 20 degrés.

Les erreurs côtières atteignent

4 degrés pour les ondes de 450 à 600 mètres; elles ne semblent pas être de plus de 1 degré avec des ondes de longueur supérieure à 2.600 mètres; pour des ondes allant de 600 à 2.600 mètres elles décroissent régulièrement de 4 à 1 degré.

Comparaison des différents radiogoniomètres

Trois types de radiogoniomètres furent utilisés au cours des recherches; ce furent les appareils connus d'après le nom de leurs inventeurs ou leur principale caractéristique, le Bellini-Tosi, le Robinson et le système à bobine unique.

L'expérience vérifia la théorie, qui veut qu'il n'y ait aucune différence dans les résultats obtenus avec l'un ou l'autre des radiogoniomètres.

Expériences principales

Le terrain se trouvant ainsi déblayé, rien n'empêchait plus de discuter les résultats déjà obtenus et d'en obtenir de nouveaux.

Les expériences principales étaient donc légitimes.

Elles ont porté sur une vaste gamme de longueurs d'ondes qui s'étend de 300 à 19.000 mètres, et les stations dont les émissions ont été observées furent les stations de l'Europe continentale, de la Grande-Bretagne et même, vers la fin des expériences, une station américaine.

Renvoyons le lecteur pour le détail des expériences principales aux articles que j'ai déjà publiés, je ne retiendrai que les résultats principaux.

Le premier fait qui frappa les expérimentateurs fut la caractéristique de ce qu'on a appelé la période de nuit.

Sans qu'on puisse donner des limites fixes, d'une heure avant le coucher du soleil jusqu'à une heure après son lever, s'étend la période de nuit; le complément à 24 heures forme la période de jour.

Au point de vue radiogoniométrique, elles se distinguent par le régime des déviations: dès que l'on entre dans la période de nuit, les déviations apparaissent désordonnées et de grande amplitude. De jour, un calme relatif semble régner; en tout cas les écarts

entre les relèvements successifs et la différence avec le relèvement vrai sont de moindre amplitude.

Pour fixer les idées, je dirai que, sauf pendant les mois d'hiver, où l'on observa de plus forts écarts, les déviations de jour ne dépassèrent pas 4 degrés pour toutes les longueurs d'ondes et pour toutes les distances; de nuit, elles atteignirent 180 degrés (rotation du cadre pendant la recherche d'un minimum d'audition).

L'influence des longueurs d'ondes fut recherchée: on trouva que de jour elle n'existait pas; mais, de nuit, le minimum d'audition fut facile à trouver avec des longueurs d'ondes supérieures à 2.000 mètres, tandis que la plage d'incertitude était large au-dessous de cette valeur, surtout pour les ondes comprises entre 350 et 500 mètres; de nuit encore, la vitesse de variation des déviations fut trouvée beaucoup plus grande avec les ondes courtes qu'avec les ondes longues.

En résumé, on peut dire que les expériences ont mis en évidence la confiance que l'on pouvait accorder aux relèvements de jour, mais que la nuit ceux-ci devenaient très sujets à caution.

La théorie des erreurs de nuit et leur vérification expérimentale

La théorie des erreurs de nuit est basée, comme la théorie de la propagation, d'une façon générale, sur l'existence d'une couche conductrice située dans la haute atmosphère et qui brise et réfléchit ou réfracte vers nous le rayon électromagnétique.

Je rappelle que Heaviside, Kennelly, Blondel et Guillaume, vers 1902, eurent l'idée d'imaginer que les hautes couches de l'atmosphère terrestre, peuvent, sous l'influence des radiations solaires, être ionisées.

Si l'on part du sol et qu'on s'en éloigne verticalement, on se déplace, jusqu'à une vingtaine de kilomètres de distance, à l'intérieur de la couche atmosphérique dite *troposphère*, où règnent les phénomènes météorologiques que nous connaissons bien, nuages, vents, tempête.

Au delà, l'atmosphère, dont la pression continue à diminuer suivant la formule de Laplace, atteint une sérénité

mité que nous ignorons sur terre : pas de vent, pas de poussière; c'est la *stratosphère*; mais, en outre, sous l'influence du soleil, l'air devient conducteur : on dit qu'il est ionisé. Si l'on s'éloigne toujours, on arrive à des régions où la densité de l'air est tellement faible que l'on peut le considérer comme ionisé en permanence, de jour comme de nuit.

C'est Eccles qui, vers 1912, poussa le plus loin l'étude théorique de la propagation dans ces conditions d'ionisation variable.

Pour Eccles, les ondes parties d'une antenne d'émission vers ces couches supérieures y sont réfractées et, redescendant vers la terre, elles arrivent à l'antenne de réception.

Si celle-ci n'est pas située trop loin de l'antenne d'émission, elles y rencontrent l'onde qui, partie de l'antenne d'émission, a voyagé directement, et à l'antenne de réception, pour connaître le champ en un point, nous devons composer le champ des deux ondes.

Si nous nous rapprochons de l'antenne d'émission, il arrive un moment où l'onde directe est franchement prépondérante, où l'onde qui revient d'en haut — je traduis l'expression anglaise *down coming wave* — n'a plus d'influence sensible.

Si nous nous éloignons au contraire de l'antenne d'émission, il arrive un moment où l'onde directe est complètement amortie par les obstacles qu'elle n'a cessé de rencontrer le long de sa route, collines, rivières, constructions, diverses, villes et usines, etc.; seule, l'onde réfractée est perceptible et c'est elle que nous enregistrons.

Eccles avait surtout en vue, en établissant ces faits, d'expliquer la différence de force des signaux; Eckersley va plus loin : il estime que, « si la transmission des ondes polarisées verticalement — une onde électro magnétique est ici supposée être polarisée dans le plan contenant sa force électrique et le plan de polarisation — à la couche d'Heaviside est suffisante pour expliquer les valeurs mesurées de la force des signaux de T. S. F., il est nécessaire de supposer que les ondes réfractées tombant à la station de réception ont une composante polarisée horizontalement, pour expliquer les variations des relèvements apparents observés avec des radiogoniomètres ».

L'hypothèse de Bellini

Bellini — voir *The Errors of Direction-Finders (Electrician, 1921)* — et quelques autres savants ont supposé que la composante polarisée horizontalement de la force électrique trouvait son origine dans les éléments horizontaux de l'antenne d'émission.

M. Smith Rose, directeur du Radio Research Board, a étudié la question et il a démontré expérimentalement que l'on éprouve encore des erreurs directionnelles quand il n'existe à la station d'émission qu'un simple fil vertical d'antenne.

L'addition d'éléments horizontaux à l'antenne d'émission n'a jamais fait sentir leur influence sur les erreurs observées (voir R.-L. Smith Rose, *The effect of the shape of the Transmitting aerial upon Observed Bearings on a Radio Direction Finder. Journal of the Institute of Electrical Engineer, 1924*).

Application de la théorie précédente

Nous en revenons donc à la théorie précédente, et je cite maintenant textuellement le passage où l'auteur du Special Report n° 5 en expose l'application à la radiogoniométrie :

« ... La façon dont la théorie est applicable au cas de la radiogoniométrie peut être comprise à la vue de la figure ci-contre, qui représente la manière d'arrivée des ondes directes et indirectes, transmises de l'émetteur au récepteur.

« Nous supposons que notre radiogoniomètre est situé au point de réception R.

« L'onde directe, qui se propage le long de la surface de la terre, est supposée produire une force électrique E_0 dans le plan vertical de propagation, et une force magnétique horizontale H_0 perpendiculaire à E_0 et à la direction de l'onde.

On sait par des expériences déjà faites, que, sauf pour les ondes courtes, E_0 est sensiblement vertical dans tous les cas.

« L'onde indirecte arrive sur la surface de la terre avec un angle d'incidence θ (voir figure), et, comme elle peut être d'une polarisation complexe, on peut la décomposer en deux

composantes polarisées, l'une dans le plan d'incidence, l'autre *perpendiculairement* à ce plan. Les forces de ces deux composantes peuvent être représentées par les vecteurs E_1 , H_1 et E_2 , H_2 respectivement.

« En rencontrant la surface de la terre, ces ondes incidentes vont donner naissance à deux ondes réfléchies de forces composantes E_1^1 , H_1^1 et E_2^1 , H_2^1 (voir figure).

Au point de réception R, choisissons des axes de coordonnées tels que ceux de la figure 2, Ox étant la direction horizontale de propagation de l'onde.

« La force magnétique résultante en O , due à toutes les ondes reçues, peut être désignée par ses composantes α , β , γ suivant les axes Ox , Oy , Oz respectivement.

« Une simple considération du cas envisagé montre alors :

$$\begin{aligned}\alpha &= H_2(1 + \rho_h) \cos \theta \\ \beta &= H_0 + H_1(1 + \rho_v) \\ \gamma &= H_2(1 - \rho_h) \sin \theta\end{aligned}\quad (1)$$

« Dans ces équations, ρ_h et ρ_v sont les coefficients de réflexion sur le sol des ondes polarisées horizontalement et verticalement.

« Les valeurs de ρ_h et de ρ_v peuvent être tirées des équations de Fresnel, en prenant pour l'indice de réfraction du sol une valeur basée sur ses constantes connues et sur la fréquence des ondes.

« Si les ondes transmises ont une fréquence égale à $\frac{\omega}{2\pi}$, le système d'équation (1) peut être mis sous la forme :

$$\begin{aligned}\alpha &= h_2(1 + \rho_h) \cos \theta \sin(\omega t + \chi_2) \\ \beta &= h_0 \sin \omega t + h_1(1 + \rho_v) \sin(\omega t + \chi_1) \\ \gamma &= h_2(1 - \rho_h) \sin \theta \sin(\omega t + \chi_2)\end{aligned}$$

« Dans les équations, χ_1 et χ_2 indiquent les phases des composantes des ondes incidentes par rapport à celles de l'onde directe.

« Il est évident, d'après ces équations, que si toutes les ondes reçues se propagent le long du sol, alors $\theta = 90$ degrés et $\gamma = 0$.

« L'existence d'un champ magnétique γ perpendiculaire à la terre au moment où l'on a observé des erreurs de nuit avec un radiogoniomètre a été démontrée expérimentalement par Eckersley et fournit une preuve de l'arrivée des ondes « tombant d'en haut » avec une composante polarisée horizontalement.

« Opérant suivant le même principe, Barfield et Smith Rose ont employé un cadre récepteur tournant autour d'un axe horizontal, pour mesurer l'angle d'incidence des ondes déviées par la haute atmosphère. Dans ce pays (en Angleterre), la conductibilité du sol est si forte que pour les ondes longues la valeur de γ est trop faible pour être mise en évidence par ces moyens, mais quelques expériences exécutées par Austin, en Amérique, sur une longueur d'onde de 13.600 mètres ont montré que des variations appréciables du champ magnétique sur l'horizontale ont accompagné l'observation d'erreurs directionnelles au voisinage du coucher du soleil.

« Avec la manière habituelle d'utiliser un radiogoniomètre dont le plan du cadre-bobine de réception vertical, il est évident que γ sera incapable de produire dans ce cadre-bobine une force électromotrice.

« Maintenant, dans l'absence d'une onde indirecte, le seul champ magnétique agissant sur le radiogoniomètre sera β , et la position du signal minimum sera trouvée quand le plan du cadre-bobine sera parallèle à β , c'est-à-dire perpendiculaire à la direction de transmission.

« Quand, cependant, α a une valeur finie due à l'arrivée des ondes « tombant d'en haut » polarisées horizontalement, un signal sera perçu, le cadre-bobine se trouvant placé dans la position précédente du minimum, et le cadre devra être tourné quelque peu pour retrouver un nouveau minimum; il fera avec la position vraie un angle C.

« En général, on peut supposer que α et β ne seront pas en phase, et que le champ magnétique résultant au récepteur sera ainsi polarisé elliptiquement; C sera l'angle formé par le grand axe de l'ellipse et la direction de β .

« Les grandeurs relatives du grand et du petit axe de l'ellipse représentent la qualité du signal minimum, au moyen duquel on observe le relèvement.

« Toutes les conditions que l'on rencontre dans la pratique de la radiogoniométrie peuvent être expliquées, si l'on donne des valeurs convenables aux diverses quantités comprises dans l'équation (2).

« Si α et β sont en phase, elles produiront un champ résultant linéaire, différent de l'angle C de la direction de β , tel que :

$$\tan C = \frac{\alpha}{\beta} = \frac{h_2(1 + \rho_h) \cos \theta \sin(\omega t + \chi_2)}{h_0 \sin \omega t + h_1(1 + \rho_v) \sin(\omega t + \chi_1)} \quad (3)$$

« Le relèvement observé sera donc nettement défini, et différera du relèvement vrai d'une erreur mesurée par l'angle C. »

Étude de cas particuliers

L'auteur du *Special Report* n° 5 pose alors la question de savoir si, dans la pratique, les différences variables : amplitude, phase et incidence, peuvent avoir des valeurs telles que les valeurs des déviations de relèvement déduites des formules concordant avec les valeurs effectivement observées.

Il examine alors un certain nombre de cas particuliers :

I. Relèvement correct observé en présence d'ondes « tombant d'en haut ».

II. Erreur de 90 degrés dans le relèvement.

III. Aucun minimum n'est observé au radiogoniomètre.

IV. Erreur de relèvement inférieure à 45 degrés.

V. Transmission entièrement au-dessus de la mer.

L'élimination des erreurs de nuit

Nous aurons l'occasion de revenir sur ces cas et de les discuter en détail; disons seulement que l'accord existe entre la théorie et l'expérience.

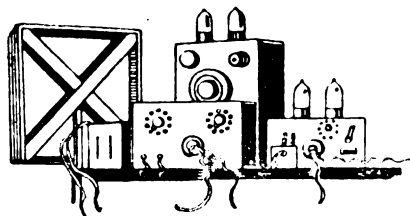
La construction d'un appareil non sujet aux erreurs de nuit repose sur deux principes.

Le premier est celui que nous venons d'exposer c'est-à-dire que le radiogoniomètre doit être tel qu'il soit insensible aux composantes horizontales créées par les ondes « tombant d'en haut ». On y parvient au moyen de compensateurs.

Le second principe, qui demande d'être encore plus complètement vérifié, est que les ondes ne sont pas déviées en dehors du grand cercle qui joint la station d'émission à celle de réception.

Un semblable radiogoniomètre a été construit, et les premiers résultats sont satisfaisants.

Nous l'étudierons plus en détail une autre fois.



LE PROBLÈME DE L'AMPLIFICATION

(Suite)

■ ■ ■ ■ ■

Emploi de résistances négatives

J'AI examiné un certain nombre de solutions possibles au problème intéressant de l'amplification. Au fond, la question est la suivante : étant donné que la tension dont on dispose pour l'excitation du relais est toujours de valeur réduite et qu'il faut arriver à une puissance donnée dans le circuit d'utilisation, il faut produire la plus grande amplitude possible du courant dans le circuit sur lequel agit l'excitation.

J'ai montré un certain nombre de solutions : tout d'abord, on a pensé à se servir de relais qui augmentaient, en cascade, l'amplitude des oscillations ; pratiquement on arrive rapidement à une limite. Ceci tient aux déformations successives apportées et aussi par les réactions des relais les uns sur les autres.

La seconde solution, dont une démonstration graphique est essentiellement commode, consiste à reporter une certaine énergie de la sortie du relais à l'entrée ; on peut même arriver ainsi à l'entretien d'oscillations : c'est en se plaçant juste à la limite de l'entretien qu'on bénéficie du maximum d'amplification.

Ces quelques données, établies précédemment, étant rappelées, il est intéressant de philosopher un peu sur cette question.

Dans un cas comme dans l'autre, on arrive à une limite ; le second système procure un gain absolument remarquable, mais on est limité, pratiquement, par deux choses :

D'une part, on rencontre une limite au delà de laquelle tout mouvement de l'organe de commande est impossible sans passer à l'entretien ;

D'autre part, on ne saurait même se tenir à ce point de fonctionnement ; il ne faut pas, en effet, que, pour les plus grandes amplitudes des oscillations,

on puisse remplir la condition d'entretien. On remarque souvent le fait suivant : on règle un poste à réaction à l'aide d'un ondemètre sur une émission attendue et en son absence : dès le début, l'accrochage est réalisé ; il en est de même quand on effectue un réglage sur une onde porteuse ayant une modulation fixe en amplitude. En particulier, il ne faut pas que le point de fonctionnement atteigne des régions où la résistance interne de grille devient infinie, tandis qu'en marche normale, il n'en est rien.

D'ailleurs, on ne peut humainement penser autrement ; tout, dans la nature, semble avoir pour rôle de nous rappeler que, quels que soient la branche de notre activité et les progrès réalisés, la limite existe ; elle recule, grâce aux travaux incessants de la collectivité humaine, mais elle est là. Comme souvent, on peut obtenir des chiffres astronomiques qui n'ont qu'un résultat, agrandir l'abîme qui existe entre nous et l'infini. Quelles que soient la puissance, la splendeur, la perfection, que sont-elles vis-à-vis de ce qu'elles pourraient être ? Ce n'est pas en se consolant en regardant en arrière ou en dessous qu'on fera mieux, et le contentement est l'ennemi du progrès.

On peut pourtant arriver à une plus grande amplification, comme nous allons le voir dans la suite. Il faut observer :

Que la seule condition à remplir par le premier dispositif est d'être amplificateur ; ceci suppose :

Soit que la tension accueillie est supérieure à celle d'excitation ;

Soit que l'intensité est telle que la tension développée aux bornes du circuit d'utilisation est supérieure à celle à l'entrée ;

Que, par contre, le second dispositif n'existe pas en lui-même ; un relais ne suffit pas, il faut absolument qu'il soit amplificateur. J'ai montré que

l'entretien était subordonné à l'amplification, définie comme le rapport de la tension aux bornes du circuit d'utilisation à celle appliquée à l'entrée du relais, ainsi que de la phase des oscillations reportées ; il faut donc que le relais soit amplificateur. C'est, comme je l'ai déjà dit, la raison pour laquelle on ne peut obtenir d'entretien par les cristaux avec un dispositif de ce genre ; il faut une amplification, donc une source extérieure fournissant de l'énergie au relais et procurant ainsi l'effet recherché. Pourtant, des oscillations sont entretenues par des cristaux ; Comment ? C'est ce que nous allons examiner.

On a souvent, et avec juste raison, comparé le circuit oscillant, base de la production des oscillations hertziennes, à un ensemble mécanique doué d'inertie, d'élasticité et de frottements. Ce système peut osciller et les oscillations peuvent être entretenues, grâce à des impulsions de grandeur convenable données au moment propice : c'est ce que nous rencontrons dans la réaction. L'examen de cette comparaison sera repris plus loin, car il nous conduira à des données intéressantes. Pour le moment, il est intéressant de remarquer que, à condition d'employer une source (c'est un peu l'amplificateur), on obtient toujours ce résultat. N'est-ce pas en faisant appel à une pile dont l'énergie chimique se transforme en électricité qui, utilisant les propriétés du magnétisme, donne à un balancier les impulsions convenables, qu'on a obtenu l'horloge électrique, le mouvement quasi perpétuel ?

Mais, pour rester strictement dans le domaine actuellement considéré, n'est-ce pas l'amplificateur à lampes qui permet par couplage mécanique en retour d'entretenir des oscillations acoustiques par un microphone dans le circuit d'entrée et, par un haut-parleur, dans celui de sortie ? C'est

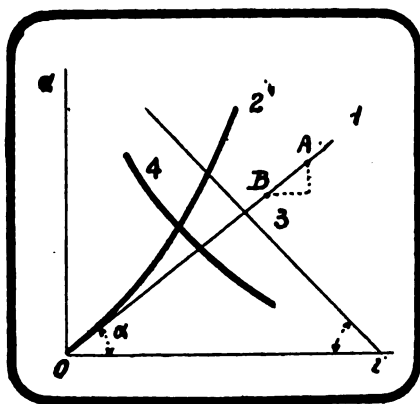


Fig. 1.

par un mécanisme du même genre qu'un haut-parleur, placé trop près d'un poste ayant une amplification à basse fréquence très poussée, se met à hurler. Le report peut donc être de nature quelconque, et il est sans doute possible d'entretenir des oscillations hertziennes ou tout au moins ultra-acoustiques par un tel système. Ayant déjà examiné cette question sous toutes ses formes, je n'insisterai pas plus longuement.

Ce qui a trait à la résistance négative étant, en général, peu et mal connu, je vais passer en revue ce problème tout à fait en détail.

Définition de la résistance

Pour bien s'entendre, comme je l'ai souvent écrit, il faut employer des mots ayant un sens bien défini. Nous allons donc commencer par définir la résistance en général et en déduire ce qu'est une résistance négative. Nous verrons ensuite comment on peut l'employer pour l'amplification et l'entretien, enfin, comment on la réalise pratiquement.

Quand on cherche la définition de la résistance, on se trouve en présence de textes aussi variés que nombreux. C'est, disent certains, la constante de la loi d'Ohm caractéristique d'un conducteur. Le Larousse dit : c'est la difficulté plus ou moins grande que rencontre le courant à parcourir un fil. Ces définitions ont une valeur effective au point de vue industriel, mais elles ne sauraient nous contenter.

La loi d'Ohm est la suivante

$$R = \frac{E}{I} \quad (1)$$

Elle a sa pleine valeur dans le cas du courant continu, quand, dans une distribution alternative, le circuit ne comporte ni enroulement, ni capacité et, enfin, quelle que soit la fréquence,

quand la condition de résonance série est réalisée.

Expérimentalement, elle est établie de la manière suivante : étant donné un circuit de composition fixe, on l'alimente sous différentes tensions $e_1, e_2, \dots, e_n$, etc., et on note les intensités $i_1, i_2, \dots, i_n$, etc. correspondantes. On en déduit la courbe

$$e = f(i)$$

On observe donc les variations de i en fonction de celles de e . Les différentes solutions possibles sont représentées sur la figure 1. Les courbes 1 et 2 passent par l'origine, ce qui est évident.

La courbe 1 — rectiligne ascendante — est celle qui correspond à la loi d'Ohm. On a

$$e = ai$$

La résistance du circuit

$$R = a = \operatorname{tg} \alpha$$

est la tangente de l'angle de la courbe avec l'axe des intensités. La résistance est d'autant plus grande que l'angle α est plus grand. La limite, pour r infini, correspond au cas où

$$\alpha = 90^\circ$$

La résistance est infinie. Au lieu de considérer l'origine, on peut choisir un couple de points quelconque AB ; on a

$$\operatorname{tg} \alpha = R = \frac{Aa}{aB}$$

Soient e_A et e_B , i_A et i_B les tensions et les intensités correspondant à ces deux points de fonctionnement. On a

$$\begin{aligned} Aa &= e_A - e_B \\ aB &= i_A - i_B \end{aligned}$$

d'où

$$R = \frac{e_A - e_B}{i_A - i_B}$$

appelons de la variation de tension produisant une variation di d'intensité, on a

$$R = \frac{de}{di} \quad (2)$$

$\frac{de}{di}$, dérivé de la fonction, est ici une constante puisque la courbe est une droite.

Cette définition mathématique (2) est essentiellement plus générale que (1) ; c'est celle que nous adopterons, car elle ne demande aucune hypothèse sur la forme de la courbe

$$e = f(i)$$

Donc, courbe 1, la variation est uniforme ; de et di sont de même signe ;

à tout accroissement de tension correspond une augmentation de l'intensité dans le circuit.

Mais il existe des conducteurs bien connus des sans-filistes qui ne suivent pas la loi d'Ohm. La galène, les circuits d'un tube à vide, l'arc électrique sont de tels exemples. On a une courbe quelconque pour

$$e = f(i)$$

La courbe 2 représente une variation de cet ordre.

Dans ce cas, la tangente de l'angle α varie continuellement, suivant le point de fonctionnement considéré. Dans le cas représenté, la tangente de l'angle α et la résistance commencent par être petits et augmentent au fur et à mesure qu'on augmente e ; on arrive, quand la courbe est verticale, à une résistance infinie correspondant à la saturation dans les tubes à vide ; une augmentation de la tension ne provoque plus d'accroissement de l'intensité du courant. La forme inverse n'a jamais été rencontrée ; l'asymptote serait horizontale au lieu d'être verticale ; à la limite, à une augmentation de tension très petite correspondrait une grande variation de l'intensité ; la résistance deviendrait nulle. Nous verrons plus tard un exemple de variation de la résistance avec le point de fonctionnement.

Dans les courbes de la famille 2, la résistance part d'une valeur finie et croît jusqu'à l'infini (fig. 2), tandis qu'elle était constante dans le cas de 1, de et di toujours du même sens. Dans le cas où on pourrait réaliser une courbe $e = f(i)$ à asymptote horizontale, la résistance partirait d'une valeur finie et irait vers zéro.

Dans tout ceci, nous n'avons vu que des variations de de et de di de même signe, c'est-à-dire qu'à une augmentation de la tension correspondait toujours un accroissement de l'inten-

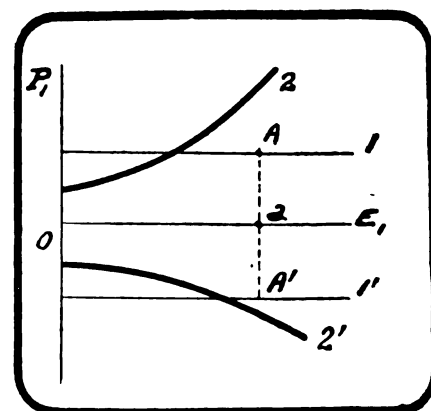


Fig. 2.

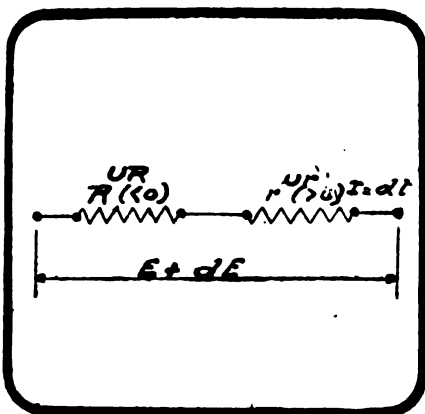


Fig. 3

sité. Toutes ces courbes correspondent à une consommation d'énergie.

Dans le cas des courbes 3 et 4, il en va d'une façon différente. Dans ce cas, en effet, à une augmentation de tension correspond une diminution de l'intensité.

Comme précédemment (courbe 3), la pente peut être uniforme; la courbe est une droite; l'angle est compris dans le quatrième quadrant et la tangente est négative. On a, en adoptant les mêmes notations que ci-dessus :

$$R = \frac{dE}{dI} < 0$$

Voici ce qu'est la définition de la résistance négative. On a bien toujours dissipation d'énergie puisque la puissance P est

$$P = ei$$

mais les variations relatives de i et e ont lieu en sens inverse. On a une courbe analogue à 1 (fig. 2); la résistance est constante, mais négative (courbe 11).

Mais la dérivée de

$$e = f(i)$$

n'est pas forcément une constante. Elle peut suivre une loi quelconque mais continue sans zéros, c'est-à-dire sans que la courbe présente ni minimum, ni maximum. Dans le cas particulier où cela serait, la résistance rentrerait alternativement dans l'un ou l'autre cas.

La résistance (courbe 21) part d'une valeur finie et négative et décroît jusqu'à l'infini.

J'ai remarqué que, dans le cas d'une résistance positive, sa valeur était d'autant plus grande que la pente de la courbe était plus accentuée. Dans le second cas, il en est exactement de même et, plus la caractéristique sera tombante, plus la valeur de la résistance négative sera grande.

Nous voici en possession des défini-

tions essentielles; la résistance répond à la formule.

$$R = \frac{dE}{dI}$$

et ceci est valable dans tous les cas.

Propriétés de la résistance négative

Quels sont les effets produits par l'insertion d'une résistance négative dans un circuit possédant uniquement une résistance ohmique R . Soit R la valeur de la résistance négative. Le résultat varie selon que les deux résistances sont connectées en série ou en parallèle. Nous allons donc examiner successivement ces deux cas.

a) Résistances montées en série (fig. 3)

La loi d'Ohm s'applique intégralement aux deux catégories de résistances, dans le cas où la pente est uniforme (résistance constante); sans quoi elle est valable pour chacun des points de fonctionnement, en considérant les valeurs instantanées.

Dans le premier cas, on a

$$E + dE = (I + dI)(r - R)$$

dans le second cas, on aurait

$$dE = dI(r - R)$$

en appelant

E la tension continue appliquée;
 dE la composante alternative ou variable;

I l'intensité continue résultante;
 dI l'amplitude des variations de l'intensité résultant de dE .

La seconde équation est donc seule intéressante. Il faut seulement remarquer que l'on a

$$E = I(R + r)$$

dans le cas de l'alimentation en courant continu, la consommation correspond à la somme des valeurs absolues des résistances.

En appelant

u_R et u_r les tensions développées aux bornes des deux résistances on a

$$dI_R = BdI = dEP \frac{R}{r + R}$$

$$u_r = idI = dE \frac{r}{r - R}$$

En appelant coefficient d'amplification K_R et K_r les valeurs des rapports des tensions recueillies à celles servant à l'excitation, on a

$$K_R = \frac{dE}{u_R} = \frac{R}{r - R}$$

$$K_r = \frac{u_r}{dE} = \frac{r}{r - R}$$

On en conclut que, ce qui n'a jamais été signalé, à condition de rendre r très voisin de R , ou inversement, on peut obtenir une amplification énorme, une source procurant l'énergie ainsi accrue.

Ceci permet donc :

Soit, ayant une résistance négative pouvant varier dans des limites données, de l'adapter à des résistances ohmiques extérieures;

Soit, pour une valeur donnée de R , d'employer une résistance d'utilisation donnant l'amplification maxima.

Nous verrons plus loin ce qui a trait aux circuits inductifs ou réactifs.

b) Résistance ohmique en parallèle

Dans le cas précédent, on réalise une amplification en tension; plus loin, nous aurons l'occasion de mettre en œuvre ces conclusions.

On peut employer aussi un autre montage en plaçant les deux résistances en parallèle. La figure 4 représente le

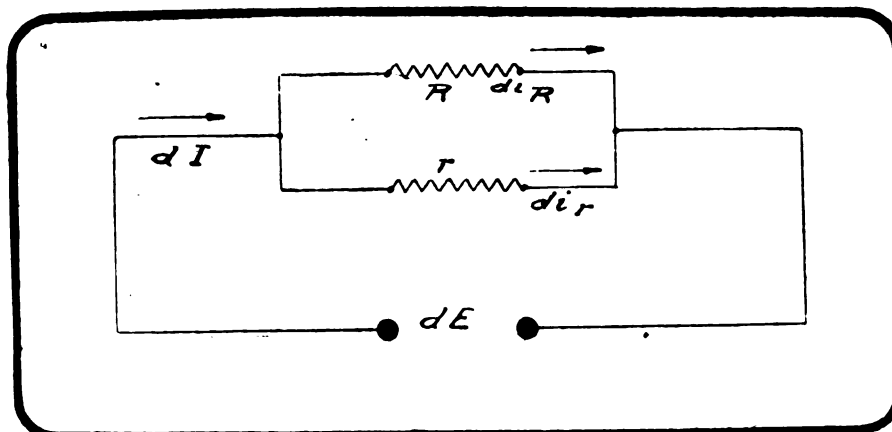


Fig. 4

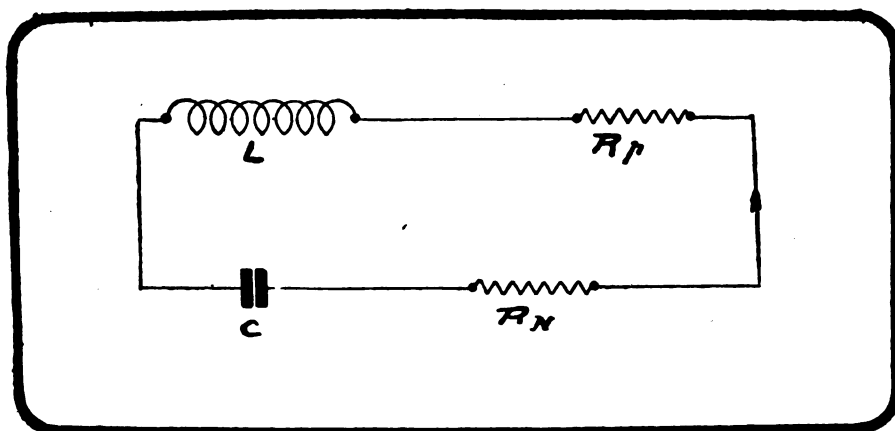


Fig. 5

montage que nous allons maintenant étudier. Je n'envisagerai que les amplitudes des variations de courant et de tension, les réflexions que j'ai eu l'occasion de faire pour ce qui a trait à l'alimentation en courant continu. C'est toujours à une consommation réelle en énergie que l'on doit l'amplification.

J'appellerai :

dE les variations d'amplitude de la tension d'alimentation ;

dI les variations d'amplitude totale de l'intensité ;

di_r , di_R les mesures constantes dans les deux branches du circuit.

Les règles simples de combinaisons des circuits permettent aisément d'écrire :

$$dI = di_R + di_r$$

en tenant compte que

$$di_R = \frac{dE}{R} \quad di_r = \frac{dE}{r}$$

on peut écrire

$$dI = dE \left(\frac{1}{r} - \frac{1}{R} \right)$$

On a donc, dans ce cas, une amplification en intensité.

Compensation

L'examen des courbes de la figure 2 fait immédiatement ressortir qu'à tout point A d'une résistance positive correspond un point A' d'une résistance négative tels que la résultante en a soit nulle.

Suivant que la partie négative est supérieure, égale, inférieure

à la partie positive, l'ensemble présente les caractéristiques d'une résistance négative, nulle, positive.

Les propriétés sont bien connues pour ces différentes catégories. Nous allons pourtant examiner un certain nombre de cas pratiques. Dans toutes les hypothèses que j'envisagerai successivement, j'étudierai d'abord le cas où la résistance totale est positive (d'une valeur allant en décroissant), puis celui où elle est négative (valeur absolue allant en croissant). Il nous restera donc à étudier le cas où il y aura entretien. Pour mieux saisir la continuité de variations des phénomènes, il me semble intéressant de commencer par l'exposé de cas. Je limite pourtant le champ des remarques faites par l'hypothèse suivante : je n'envisagerai que les valeurs de la résistance totale correspondant à la limite d'entretien en montrant, comme nous allons le voir, que la condition est unilatérale en valeur absolue, mais comporte une restriction qui la rend bilatérale. Ceci sera précisé dans la suite.

Circuit L et C (oscillant) comportant

une résistance négative en série (fig. 5)

Soit un circuit oscillant de constantes (nous verrons plus tard les circuits apériodiques).

Coefficient de self-induction L ;

Capacité C ;

Résistance positive R_P ;

Résistance négative R_N .

J'ai montré que tout se passe comme si la résistance apparente R était

$$R = R_P - R_N$$

Les conclusions bien connues de l'étude du circuit oscillant conduisent aux formules suivantes :

Amortissement

$$\alpha = \frac{R}{2L}$$

Période

$$T = 2\pi \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}}$$

Condition d'oscillation

$$R^2 < \frac{4L}{C}$$

On tire immédiatement, au sujet de l'entretien, les conclusions suivantes, en tenant compte de ce qui a été bien souvent vu à cette occasion mais en songeant aussi :

1° Que R est fonction de R_P - donc de la constitution du circuit oscillant et du soin apporté à la confection de celui-ci. Sa valeur ne saurait descendre au-dessous d'une certaine valeur à partir de laquelle les gains réalisés ne sont pas en rapport avec le mal qu'on peut avoir à les réaliser ;

2° Que la résistance apparente totale correspondra toujours à l'état oscillant du circuit, c'est-à-dire que l'on aura toujours

$$R^2 < \frac{4L}{C} \quad \text{ou} \quad (R_P - R_N)^2 < \frac{4L}{C}$$

On remarquera, à ce sujet, que la plus grande valeur de R est déterminée par

$$R = \sqrt{\frac{4L}{C}}$$

mais que ceci ne présume rien au sujet de R_P et R_N puisque nous avons deux équations pour trois inconnues. Par suite, on pourra toujours théoriquement trouver une résistance R_N procurant l'entretien, même si le circuit n'est pas oscillant quand R_N n'existe pas. Cette conclusion est assez curieuse et peut permettre une explication de certains phénomènes, comme nous le verrons ensuite.

Nous aurons donc toujours

$$R_P - R_N \leq \sqrt{\frac{4L}{C}}$$

L'amortissement est

$$\alpha = \frac{R_P - R_N}{2L}$$

L'entretien correspond au cas où

$$\alpha = 0$$

donc où

$$R_P = R_N$$

Je signalerai :

1° Que, si la condition d'oscillation peut être réalisée avec double variation de R_N et R_P , il en est de même pour l'entretien ;

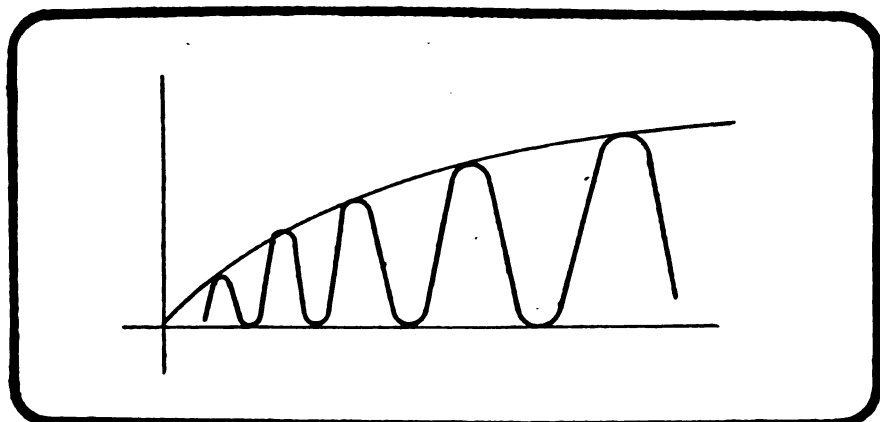


Fig. 6.

2° Dans la limite d'entretien

$$R = 0$$

3° Comme on pouvait s'y attendre, la condition d'entretien correspond toujours à l'état oscillant ;

4° Enfin, quelle que soit la valeur de R_P ; le circuit peut être :

- a) Oscillant ;
 - b) Siège d'oscillations entretenues.
- Quant à la période T , puisque

$$R = 0$$

elle devient

$$T = 2\pi\sqrt{LC}$$

Contrairement à ce qui a lieu dans le cas d'un circuit ordinaire, cette formule est rigoureusement exacte et non approchée, mais cela à condition d'être exactement à la limite d'entretien.

Par contre, une valeur de R différente de zéro, que ce soit par une trop grande amplitude de R_N ou de R_P , il reste la formule précédente.

Que produit donc une résistance négative telle que

$$|R_N| > |R|$$

mais bien entendu légèrement ?

On a :

1° Négatif ; nous verrons plus loin à quoi cela correspond ;

2° T ne subit qu'une variation relative, mais la formule de Thomson n'est plus rigoureuse ;

3° Le circuit reste oscillant.

Par conséquent, l'emploi d'une résistance négative légèrement trop grande en valeur absolue a pour conséquence de rendre l'amortissement négatif et de s'éloigner de la limite d'entretien. Ces deux conclusions procurent les résultats suivants :

1° Le fait de s'éloigner de la limite d'entretien a pour conséquence bien connue de diminuer l'amplitude des

oscillations. Le fonctionnement acquiert une stabilité plus grande ;

2° L'amortissement négatif (fig. 6) correspond à une courbe enveloppe des oscillations à allure croissante, tendant asymptotiquement vers une limite. Je ne veux pas anticiper et aurai l'occasion de traiter ceci en détail plus loin. Ce qu'il faut en conclure, c'est que la stabilité est alors diminuée du fait de l'inconstance de la résistance négative. Suivant le temps, l'amplitude des oscillations varie et il s'en suit un changement dans le fonctionnement du poste.

Pour le moment, ce qu'il est important de retenir, c'est qu'une résistance négative mise en série dans un circuit oscillant peut procurer l'entretien d'oscillations. Il y a lieu de remarquer que ceci correspond à une valeur en général faible de la résistance négative.

En effet, si la compensation peut avoir lieu pour n'importe quelles valeurs de R_P , il n'en reste pas moins vrai que l'amplitude des oscillations sera d'autant plus grande que la résistance sera plus petite.

Il nous faudra donc réaliser des résistances négatives de faible valeur, de l'ordre d'une dizaine d'ohms par exemple. A quoi cela correspond-il ?

On sait (fig. 1) que l'on a

$$R_N = \frac{de}{di} \operatorname{tg} \beta$$

Il faudra donc des appareils ayant une caractéristique peu tombante, se couchant sur l'horizontale.

**Circuit oscillant LRC
avec une résistance négative
en parallèle
(fig. 7)**

Il serait absolument absurde de faire le raisonnement suivant, que j'ai pourtant entendu tenir : les deux résis-

tances sont en série et tout se passe comme dans le premier cas. Cette conception rigoureuse en courant continu est rigoureusement fautive ici, et il faut analyser le phénomène de beaucoup plus près.

Pour cela, nous allons commencer par déterminer la résistance équivalente au circuit oscillant. Dans le cas précédent, l'impédance Z du système était

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}$$

et on avait à la résonance (système auto-exciteur automatiquement à la résonance)

$$Z = R$$

Nous évaluerons l'impédance z entre les points AB sans tenir compte de R_N . Les lois de combinaison des impédances imaginaires donnent facilement

$$\frac{1}{z} = \frac{R_P + jL\omega - \frac{j}{C\omega}}{(R_P + jL\omega) \left(-\frac{j}{C\omega}\right)}$$

Le circuit étant automatiquement à la résonance, on a

$$jL\omega - \frac{j}{C\omega} = 0$$

d'où

$$\frac{1}{z} = \frac{R_P}{(R_P + jL\omega) \left(-\frac{j}{C\omega}\right)}$$

Je supposerai que l'on a aussi

$$L\omega \gg R_P$$

dans les circuits oscillants en général, cette condition est largement obtenue par suite de deux considérations :

a) On réduit R_P autant que possible ;

b) L'augmentation du rapport $\frac{L}{C}$

procure une plus grande efficacité de l'ensemble.

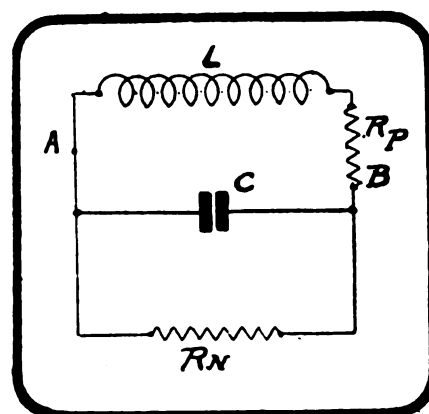


Fig. 7

Il vient alors :

$$\frac{1}{z} = \frac{R_P}{L}$$

d'où

$$z = \frac{L}{R_P C}$$

La partie imaginaire de z ayant disparu, ceci signifie que tout se passe comme si une résistance ohmique était intercalée entre les points AB.

Connectons à ces mêmes points une résistance négative de valeur R_N ; que va-t-il se passer ? Il saute aux yeux que la résistance négative et celle équivalente au circuit oscillant, placée entre A et B, sont montées en série. Pour que l'entretien puisse avoir lieu, il faut que

$$|R_N| \geq \frac{L}{R_P C}$$

Ce n'est plus seulement R^e qui conditionne la valeur de R^a , mais aussi la constitution du circuit oscillant intercalé. Ceci donne lieu à des conclusions intéressantes au point de vue pratique.

Dans ce second cas, il faut donc, z étant toujours assez grand, réaliser des résistances négatives importantes. En effet, soit un circuit oscillant accordé sur 1.000 mètres avec

$$L = 600 \text{ microhenrys ;}$$

$$C = 0,5 \text{ millièmes de microfarad ;}$$

$$R_P = 5 \text{ ohms.}$$

On trouve que

$$z = \frac{600 \times 10^{-6}}{5 \times 45 \times 10^{-9}} = 240.000 \text{ ohms}$$

Il faut donc, dans ce second cas, utiliser des résistances négatives élevées ; on en conclut que β étant grand

la caractéristique de l'appareil sera très tombante. On se rend déjà compte d'une sorte de classification des résistances négatives. Pour terminer cette première partie, je tirerai quelques conclusions de cet article.

Conclusions partielles

L'examen des résultats obtenus nous permet déjà de nous rendre compte de toute l'importance que pourront prendre les résistances négatives ; la suite nous ouvrira encore un champ d'applications plus vaste.

Les principales conclusions auxquelles nous sommes arrivés aujourd'hui sont les suivantes :

1° La résistance négative permet l'amplification ;

2° Un circuit oscillant combiné avec une résistance négative permet l'entretien d'oscillations sans report d'énergie et pour des valeurs convenables.

Mais il faut ajouter, car ceci me paraît essentiel au point de vue pratique, ainsi que le lecteur s'en rendra mieux compte dans la suite, les restrictions suivantes :

1° Dans le cas où on intercale une résistance négative — de petite valeur absolue en série dans un circuit oscillant, la résistance procurant l'entretien est définie par

$$R_N = R_P$$

Evidemment, puisque R_P est la somme de toutes les pertes dans le circuit, il y a forcément une variation avec la longueur d'onde sur laquelle le circuit oscille ou travaille. Il est donc intéressant de se rendre compte de quel ordre peut être cette variation. On constate successivement que :

a) La résistance en courant continu est fixe ;

b) Le facteur caractérisant le skin effect varie de 5 à 2 (en décroissant) quand la longueur d'onde croît de 200 à 2.000 mètres ;

c) Le facteur $\frac{\text{pas}}{\text{diamètre}}$ est constant pour un enroulement donné ;

d) L'influence de $\frac{\Delta_0}{\Lambda}$ est constante si on ne travaille pas trop près de la longueur d'onde propre ;

e) Les pertes dans la carcasse de la bobine peuvent être absolument nulles ;

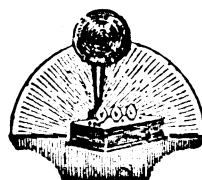
f) Pour un enroulement donné, la résistance d'un condensateur varie en raison inverse du carré de la longueur d'onde. Par suite, on n'a que deux facteurs variables ; en vertu du premier, R_P passe de 5 à 2 pour une variation de 200 à 2.000 mètres de la longueur d'onde ; par suite du second, si elle est égale à 1 pour 200 mètres, elle diminue de 1 à 100 ; la somme varie donc sensiblement de 5 à 100 ou 1 à 20. Evidemment, ceci est seulement un ordre de grandeur.

On se rend compte qu'il faudra une résistance variable pour la mise au point au mieux du dispositif.

2° Dans le cas où, par contre, on monte la résistance négative aux bornes d'un circuit oscillant l'équation limite d'entretien est

$$R_N = \frac{L}{R_P C}$$

Quand la longueur variera, nous aurons la même variation de R_P que ci-dessus, mais nous pourrons maintenir R_N constant, en agissant convenablement sur le rapport $\frac{L}{C}$. J'insiste un peu sur cette question, car elle renferme une donnée pratique que nous utiliserons dans la fin de cet article.



LES DANGERS DE L'ÉLECTRICITÉ

par J. GRANIER, *Ingénieur E. S. E.*

■ ■ ■ ■ ■

Ly en a certainement bien peu, parmi nous, qui, en mettant au point leurs montages de réception ou de transmission, en réglant leurs moteurs, ou simplement en allumant une balladeuse, n'aient pas ressenti une commotion électrique. C'est que, comme toutes les formes de l'énergie mises à notre disposition par la science, l'électricité qui nous est présentée le plus souvent comme une fée merveilleuse et bienfaisante, apporte avec elle sa rançon de dangers.

Certes, nous savons tous que le courant électrique peut produire des effets mortels ; les inscriptions « Haute tension, danger » et les deux tibias croisés surmontés d'une tête de mort que l'on rencontre à tout bout de champ dans les laboratoires, nous le rappellent constamment. Nous savons tous qu'on ne doit toucher à un conducteur qu'après l'avoir séparé du réseau d'énergie. Mais comment éviter cette insouciance à laquelle on s'abandonne progressivement lorsqu'on côtoie journellement le danger, comment, d'ailleurs, éviter qu'un concours de circonstances particulièrement malheureux ne nous mette en présence de tensions dangereuses, alors que nous nous croyons parfaitement en sécurité.

Les accidents dus à l'électrocution méritent, parmi tous les malheurs qui peuvent nous arriver, une place à part, tant par leur imprévu que par le drame secondaire qui les accompagne le plus souvent. Un monteur, en train de travailler sur le toit d'une maison, fait-il un faux pas qui le précipite à terre ? Tout le monde savait, et lui-même autant que les autres, à quel danger il s'exposait. Et lorsqu'ils le ramassent tout sanglant, les témoins de l'accident comprennent immédiatement ce qu'il leur reste à faire : le mettre sur une civière et l'emporter à l'hôpital.

Le même ouvrier se fait-il, au con-

traire, électrocuter dans une cabine de transformation ? C'est alors parmi les assistants une angoisse superstitieuse ; ils n'osent pas toucher à la victime, vivante pourtant et implorant du secours, car rien ne distingue, à première vue, le conducteur sous tension de ceux qui sont réunis à la terre. Et, lorsque, l'affolement dissipé, on a réussi par téléphone à faire couper le courant, le docteur appelé en toute hâte ne sait quelle contenance avoir devant cet homme dont le cœur semble avoir cessé de battre, mais qui ne présente aucune blessure apparente et qui n'est peut-être pas encore tout à fait mort.

A mesure que se développent les applications de l'électricité, le nombre d'accidents correspondants augmente parallèlement, mais, chose curieuse au premier abord, tandis que dans les premières installations, c'était la haute tension qui tuait les techniciens qui étaient victimes, c'est maintenant la basse tension qui produit le plus d'accidents mortels, ce sont les usagers qui sont les victimes les plus nombreuses.

Et cela n'a, au fond, rien de surprenant, la protection contre les dangers de l'électricité étant surtout une affaire d'éducation et d'appareillage. Le personnel des usines génératrices, celui des lignes aériennes, connaît les dangers qu'il court ; il doit observer des consignes très strictes. D'autre part, l'appareillage qu'il manœuvre s'est perfectionné, les coefficients de sécurité sont élevés, les dispositifs de protection multipliés. Tout au contraire, les usagers de la basse tension ignorent tout de l'électricité et s'endorment dans une sécurité trompeuse ; l'installation intérieure de leurs locaux est, le plus souvent, par économie mal comprise, faite dans des condi-

tions déplorables, et, s'il s'y produit un accident, on en accuse aussitôt la Fatalité, alors qu'il aurait suffi de quelques précautions et d'un matériel de bonne qualité pour l'éviter. Alors qu'on arrive actuellement sans aucun danger, mais en employant une technique bien étudiée et dépourvue d'aléas, à remplacer des poteaux sur des lignes à 220.000 volts sans interrompre le courant, il se produit chaque année, par manque de précautions, des milliers d'électrocutions à 110 volts.

Il est très malaisé de se procurer des statistiques relatives aux accidents causés par l'électricité et, d'ailleurs, celles-ci sont forcément très incomplètes, les services publics ne pouvant s'occuper que de ceux qui ont lieu dans les usines soumises au contrôle ou sur la voie publique ; les cas d'électrocution à domicile par la basse tension sont bien rarement mentionnés. Cependant, voici deux tableaux publiés par l'Association suisse des électriciens qui montrent, comme nous l'avons déjà dit, que la haute tension fait de moins en moins de victimes et que les techniciens savent prendre leurs précautions.

Années	Personnel des usines	Autres victimes
1920	24	66
1921	19	47
1922	29	39
1923	13	52
1924	8	53

Années	Haute tension	Basse tension
1920	53	37
1921	34	32
1922	36	32
1923	33	32
1924	18	43

Inutile d'ajouter qu'en France le nombre des victimes est bien plus considérable ; on peut estimer à plusieurs centaines les accidents suivis de mort, à quelques milliers le nombre de blessés.

* *

Lorsqu'on touche avec les deux mains les fils d'une canalisation électrique, il se produit, dans le corps, une dérivation du courant et l'intensité qui en résulte dépend à la fois de la tension de la distribution et de la résistance du corps.

La résistance du corps comprend celle des muscles ou des canaux sanguins et celle de la peau : la première est relativement faible, l'intérieur de notre corps pouvant être assimilé au point de vue qui nous occupe à de l'eau salée ; au contraire, la peau, matière cornée et plus ou moins grasse, présente au passage du courant une résistance extrêmement élevée lorsqu'elle est sèche et que la surface de contact avec le fil conducteur est de petites dimensions. Il s'ensuit que l'intensité du courant dérivé à travers le corps dépend surtout de la nature des contacts. Si, avec la main bien sèche, on donne une chiquenaude à un conducteur basse tension, on ne risque pas grand'chose ; si on l'attrape à pleines mains après avoir trempé celles-ci dans l'eau, on court un grand danger.

Naturellement, l'intensité du courant qui passe dans le conducteur principal n'a aucune importance du point de vue qui nous occupe ; que l'on touche les barres générales de l'usine génératrice où circulent des milliers d'ampères ou le fil d'une lampe non allumée c'est la même chose ; seule, la tension importe.

Il est rare que l'on touche à la fois avec des parties différentes du corps les deux conducteurs de la canalisation ; le plus souvent la dérivation se produit entre un fil et la terre, un des pôles du réseau étant toujours plus ou moins à la terre soit intentionnellement, soit par suite d'un mauvais isolement. Ce n'est que dans le cas où chaque abonné aurait son transformateur individuel que le contact avec un fil de la canalisation intérieure n'offrirait aucun danger.

* *

Ces contacts accidentels avec un conducteur peuvent se produire dans les conditions les plus inattendues et occasionner des accidents mortels, lorsque le courant peut s'écouler faci-

lement dans le sol. Les exemples ne manquent pas.

Un ouvrier mineur, travaillant dans un abatage de la ligne du métro, n'étant pas suffisamment éclairé par l'ampoule de sa balladeuse, a voulu remettre une autre lampe qui s'est brisée dans ses mains ; il est tombé foudroyé ; la tension était de 170 volts entre fil et neutre.

Un ouvrier maçon travaillant sur le toit de l'usine à gaz de Marseille, touche du front le fil le plus bas d'une canalisation triphasée ; il portait des sandales mouillées. Le toit étant formé de tôle ondulée, l'ouvrier tombe électrocuté ; la tension était de 110 volts entre fil et terre.

A Lys, un ouvrier électricien effectuait une réparation dans une canalisation souterraine ; il pose un genou sur le conducteur, l'autre sur le sol. Incapable de se dégager, il peut cependant avertir un camarade qui fait couper le courant ; mais trop tard, la mort avait fait son œuvre. Tension de 120 volts entre fil et neutre.

On ne compte plus les accidents occasionnés par des balladeuses dont un fil isolé est en contact avec la masse. Voici, par exemple, un ouvrier qui pénètre dans une chaudière pour la détartre et qui tombe électrocuté, la main crispée sur sa baladeuse, dès qu'il touche les parois. Ou encore une ménagère qui tient d'une main sa lampe pour éclairer l'évier et de l'autre, ouvre le robinet d'eau. Ou enfin, tous ces malheureux qui sont électrocutés pour avoir essayé de remplacer une lampe dans un jardin un jour de pluie, ou s'être éclairés avec une lampe mal isolée dans une cave humide. D'après le docteur Zimmer, professeur à la Faculté de Médecine de Paris, des chignoles électriques mal isolées occasionnent, chaque année, sept ou huit accidents, rien que dans le département de la Seine.

L'humidité du sol joue, comme on le voit, un rôle très important ; il est confirmé par l'exemple suivant : à la suite de la chute d'un poteau et de mélange de fils, une surtension se produit dans un village. Deux ménagères qui étaient occupées à repasser, chacune dans sa cuisine, ressentirent simplement une légère commotion, tandis qu'un homme qui travaillait dans une cave, une baladeuse à la main, fut tué net ; les premières furent épargnées parce que, heureusement pour elles, leurs pieds reposaient sur un plancher sec, tandis que la malheureuse victime marchait sur un sol humide.

Sur un linoléum, sur un tapis sec,

le danger est à peu près nul ; sur du ciment, les secousses sont déjà beaucoup plus violentes. Il m'arrive, assez souvent, même à moi qui essaie de faire la morale aux autres, de tripoter dans mon laboratoire des appareils qui sont sous tension ; quand il fait soleil, je sens tout au plus quelques légers picotements, mais je puis vous assurer que quand il pleut, quand j'ai les pieds bien mouillés, je reçois quelquefois de sérieux rappels à l'ordre, et cela sous 110 volts seulement. Naturellement, lorsqu'il s'agit d'usines de produits chimiques, de locaux où se trouvent des batteries d'accumulateurs, le sol, les murs, les mains et les vêtements des ouvriers étant particulièrement conducteurs, les plus graves accidents sont à craindre.

Le contact avec le fil conducteur est, dans certains cas, réalisé par un conducteur liquide. C'est, par exemple, ce qui se produit lorsqu'un pompier dirige le jet de sa lance sur une ligne sous tension ; les dangers d'électrocution sont d'autant plus grands que le sol sur lequel repose ses pieds est ruisselant d'eau.

On cite également des soldats qui, pendant la guerre, alors que certaines défenses en fil de fer barbelé étaient protégées par de la haute tension, ont été électrocutés en urinant contre ces piquets. De même un enfant qui, du haut d'un pont, s'amusait à arroser le toit d'un tramway qui passait dessous.

Voici enfin deux bœufs qui meurent dans des conditions assez mystérieuses en passant dans un chemin de campagne. Quelques jours plus tard, un jeune homme passe au même endroit et, au pied d'un poteau de transmission d'énergie, satisfait un besoin pressant : il tombe foudroyé. L'enquête montre que, par suite de la rupture d'un isolateur, le poteau était en contact avec un fil de ligne et qu'un massif de béton dans lequel il était encastré l'isolait relativement du sol environnant.

Si un filet liquide peut, dans certains cas, réaliser le contact avec un conducteur sous tension, il arrive bien plus souvent que l'eau réalise une excellente prise de terre, notamment dans les cuisines, les salles de bains. Voici quelques exemples typiques :

Pour sécher ses cheveux, à la fin de son bain, une jeune fille saisit un radiateur électrique ; plusieurs heures après on la trouve morte dans la baignoire ; même accident arrive à une jeune bonne qui, voulant mettre en service un radiateur, reçoit une commotion, perd connaissance et se

noie. Le docteur Zimmer cite même le cas d'un ingénieur qui, pourtant, aurait pu se rendre compte du danger couru, mais qui, après avoir construit de ses propres mains le radiateur de sa salle de bains, se penche hors de la baignoire pour allumer sa cigarette et dont un faux mouvement provoque la mort.

Certes, dans les cas précédents, les malheureux électrocutés pouvaient être considérés comme victimes de leur imprudence, mais on peut difficilement le soutenir dans les cas suivants :

Un jeune homme est trouvé mort dans son bain ; sa main tient encore une sonnette à chaîne métallique, et l'enquête montre que celle-ci, au voisinage du plafond, touche les fils dénudés de la canalisation d'éclairage.

Une femme est découverte dans une baignoire, cramponnée au robinet et ne donnant plus signe de vie. Et pourtant il n'y avait dans la salle de bains aucune canalisation électrique ; on finit cependant par découvrir que les conduites d'eau touchaient dans la cave un fil électrique dénudé.

* *

Quel est donc le mécanisme de la mort par électrocution ? Le diagnostic est-il immédiat ? Certes non. Dans certains cas l'accident dû au contact d'un fil conducteur laisse la victime dans un état lamentable ; les électrodes ont produit d'horribles brûlures, les plaies sont si profondes que l'os est à découvert, que l'amputation du membre s'impose. Et pourtant le sujet peut parfaitement guérir : le docteur Weiss, qui s'est beaucoup occupé de ces questions, cite le cas d'un malheureux qui avait dû subir l'amputation des deux jambes et des deux avant-bras, et dont la santé générale n'était cependant pas altérée. Dans d'autres cas, au contraire, le cadavre ne présente absolument rien d'anormal ; aucune trace extérieure ne trahit le passage de l'électricité, l'autopsie ne révèle aucune lésion susceptible d'avoir entraîné la mort.

Chose également très curieuse : dans certains cas, qu'il faut bien se garder de vouloir généraliser, la basse tension apparaît comme plus dangereuse que la haute. C'est ainsi que, en Amérique, les premiers condamnés à mort qui furent soumis à l'électrocution par haute tension ne furent pas tués net. Les quelques milliers de volts qu'on leur appliquait ne provoquaient qu'une sorte de syncope, la respiration reprenant quelque temps après, et le cœur continuant à battre ; pour les achever,

il fallut opérer à basse tension. Quelques expériences faites sur des chiens ont également montré que si un courant basse tension vient d'arrêter les mouvements normaux du cœur, l'application en temps voulu d'une tension élevée peut rappeler l'animal à la vie.

Enfin, on a pu faire passer dans des chiens des courants qui dépassaient un ampère, sans dommages excessifs, alors que quelques heures après des courants d'une centaine de milliampères traversant d'autres parties du corps les tuaient net.

* *

Les faits précédents paraissent déconcertants à première vue. Ils le deviennent un peu moins si l'on admet les quelques règles que voici, et que naturellement nous nous garderons bien de vouloir énoncer comme théorèmes :

Pour les basses tensions, l'électrocution a lieu, en général, par arrêt du cœur au bout de quelques secondes ; cependant, si le courant est insuffisant pour arrêter les mouvements du cœur, la mort peut s'ensuivre au bout de plusieurs minutes par asphyxie consécutive à la tétanisation des muscles du thorax. Naturellement, dans ces conditions, le trajet du courant a une importance énorme, et le danger est beaucoup plus grand quand il va d'une main à l'autre que quand il va d'un pied à l'autre, aucun organe essentiel ne se trouvant dans ce dernier cas, sur son passage.

En ce qui concerne la haute tension, il semble qu'elle agit surtout par choc sur les centres nerveux, ce qui détermine un arrêt immédiat de la respiration, le cœur ne s'arrêtant que postérieurement.

Développons un peu les indications précédentes qui semblent confirmées par des expériences faites sur des chiens, en particulier par les docteurs Weiss et Zacon au laboratoire central d'électricité, et répétons qu'il ne faut pas voir là des lois immuables.

Voici par exemple un chien de vingt kilogrammes, chloralosé pour éviter qu'il ne se mette à hurler et à se débattre lors du passage du courant ; des électrodes en papier d'étain lui sont appliquées sur les deux pattes antérieures tondues et mouillées. Dans la trachée sectionnée, on lui a placé une canule en T, dont une des branches rétablit la continuité de manière à lui permettre de respirer normalement et dont l'autre communique avec un manomètre enregistreur. Au moyen

d'une canule fixée à l'artère crurale, on enregistre également sur le même cylindre la pression artérielle. Un ampèremètre indique l'intensité du courant.

Appliquons au chien une tension de 40 volts alternatifs ; le courant qui le traverse est de 40 milliampères, c'est-à-dire que ce chien se comporte comme une résistance d'un millier d'ohms. La lecture des graphiques indique que, dès la mise sous tension, tous les muscles sont entrés en contraction énergique, qu'a une expiration brusque ont succédé des mouvements respiratoires d'amplitude infime ; le cœur continue à battre un peu plus vite, après une brusque augmentation de pression au début. Après 50 secondes, on coupe le courant ; les mouvements respiratoires reprennent aussitôt, extrêmement énergiques, puis tout rentre dans l'ordre au bout de quelques minutes. Si l'on n'avait pas coupé le courant, le chien serait probablement mort par asphyxie au bout d'un temps plus ou moins long.

En élevant la tension, faisons passer un courant plus fort : 115 milliampères. Tous les muscles se contractent comme précédemment et les mouvements respiratoires s'arrêtent aussitôt. La pression artérielle monte brusquement, mais au bout de 5 secondes elle retombe rapidement et le cœur cesse de battre. On coupe alors le courant ; les mouvements respiratoires reprennent à la rupture, puis s'affaiblissent peu à peu ; c'est la respiration agonique après arrêt du cœur.

Piquons aussitôt dans le cœur à travers la paroi thoracique, une aiguille à tricoter pointue munie à son extrémité libre d'un petit drapeau en papier ; nous voyons ce petit drapeau agité d'un frémissement caractéristique ; le cœur est animé d'un mouvement rapide de trémulations fibrillaires des ventricules, mouvement n'ayant aucune relation avec les systoles normales et ne possédant aucune efficacité pour assurer la circulation du sang.

Prenons ensuite une chienne de dix kilogrammes, munie d'électrodes, et appliquons-lui brutalement 4.500 volts ; aux points d'attache des électrodes apparaissent rapidement des escharres énormes, mettant l'os à nu, et cependant, malgré plusieurs passages du courant, malgré une intensité qui monte jusqu'à sept ampères, ni le cœur ni la respiration ne s'arrêtent. Mais, dès qu'on fait retomber la tension à 110 volts, la mort survient comme tout à l'heure, avec arrêt du cœur en trémulations fibrillaires.

Voici enfin un chien de vingt-quatre kilogrammes que l'on équipe avec trois électrodes : l'une au menton, l'autre au sommet du crâne, la troisième à une patte postérieure. Entre le menton et le sommet du crâne on applique une tension voisine de 1.000 volts, ce qui produit une intensité de 400 milliampères. Aussitôt la respiration s'arrête complètement, mais il n'en est pas de même du cœur ; si on coupe le courant au bout d'une demi-minute d'application, la respiration se rétablit. Par contre, il suffit de détacher le fil qui aboutit au menton et de l'accrocher à l'électrode de la patte postérieure, pour qu'immédiatement le chien soit tué avec arrêt du cœur en trémulations fibrillaires. Dans ce cas, le cœur est placé sur le trajet du courant. Des intensités de l'ordre de 400 milliampères qui sont mortelles pour le cœur ne le sont donc pas pour les centres nerveux.

Le seul appareil de mesure qui soit indispensable dans les essais précédents est, à notre avis, le milliampermètre ; l'emploi du voltmètre est superflu, et, dans la plupart des cas, lorsque le contact avec le corps n'a pas lieu au moyen d'électrodes spécialement préparées, ses indications induiraient plutôt en erreur. On peut, en effet, considérer le corps, abstraction faite de la peau, comme présentant entre les deux mains une résistance de l'ordre de 1.000 ohms, de sorte qu'un courant de 100 milliampères correspond à une tension de 100 volts seulement ; si, en touchant avec les mains des conducteurs à 500 volts, on n'observe qu'un courant de 100 milliampères, c'est que la peau absorbe 400 volts ; il se produira aux contacts, des brûlures, des plaies, mais l'électrocution n'aura été effectivement produite que sous 100 volts, elle aura présenté les mêmes effets que si l'on avait touché des conducteurs à 100 volts avec des mains parfaitement conductrices.

De ces expériences faites sur des chiens peut-on déduire des certitudes relatives à l'homme ? Certes non. Si l'arrêt du cœur avec trémulations fibrillaires est considéré comme fatalement mortel chez le chien adulte, chez le tout jeune chien, au contraire, elles font place au rythme normal peu après la cessation du courant. Chez certaines espèces de singes elles ne sont pas non plus définitives, et il semble évidemment plus judicieux d'établir un rapprochement avec le singe plutôt que de conclure du chien à l'homme.

Quoi qu'il en soit, que la mort par

électrocution, lorsqu'elle survient, soit due à une inhibition des centres nerveux, du bulbe en particulier, à un arrêt de la circulation provoqué par la fibrillation cardiaque, ou à une asphyxie survenant à la suite de la tétanisation des muscles respiratoires, dès que la victime a été relevée, il faut essayer de la sauver. Et le meilleur remède dont on dispose, c'est la respiration artificielle ; un électrocuté doit être traité comme un noyé. Il ne faut surtout pas perdre patience ; le retour à la vie peut ne s'effectuer qu'au bout de plusieurs heures. Le docteur Zimmer voudrait que tous les sauveteurs aient entendu, comme lui, une victime, un ingénieur frappé dans une cabine de transformation et sauvé grâce à la courageuse persévérance d'un de ses ouvriers, lui raconter ensuite son angoisse, lorsque, au début de son retour de conscience, il perçut, comme dans un rêve, la voix lointaine et étouffée du second de ses collaborateurs qui s'écriait, découragé : « Maintenant, on peut le laisser, il est bien mort, il ne reviendra plus. »

* *

Les expériences rapportées précédemment ont été faites sur des chiens en courant alternatif. Le courant continu se comporte-t-il exactement de la même façon ? On peut répondre tout de suite : Non. Alors qu'un chien normal était tué à basse tension par un courant alternatif de 80 à 100 milliampères, il faut pour obtenir le même résultat en courant continu une intensité de 300 milliampères environ. Le courant alternatif paraît donc être trois ou quatre fois plus dangereux que le courant continu.

A cela ne se borne pas la différence. Dans l'électrolyse d'une solution saline homogène, les produits de l'électrolyse n'apparaissent, on le sait, qu'aux électrodes et l'on pourrait croire que, dans le cas du corps humain, il en est de même. Ce serait une erreur, car ici le milieu conducteur est essentiellement hétérogène ; si l'on fait passer un courant continu à travers un muscle, on constate sur tout son trajet des altérations que ne pourrait pas produire le courant alternatif, et qu'on peut mettre en évidence soit par l'examen histologique, soit par des modifications des propriétés fonctionnelles de ce muscle. Il en résulte que le courant continu, même s'il n'entraîne pas la mort, peut produire, dans l'organisme, des altérations profondes et malheureusement durables. Voici

par exemple un fait qui ne laisse aucun doute à ce point de vue :

Un ouvrier, ayant touché avec les deux mains les fils d'un réseau de distribution à courant continu, entre à l'hôpital pour faire soigner les brûlures dont il souffre ; celles-ci ne présentent pas un caractère exceptionnel de gravité et guérissent parfaitement. Mais, chose étrange, ce sujet, quoique guéri en apparence, se plaint d'une faiblesse extrême dans les bras et, malgré tous les traitements, la paralysie va en croissant ; finalement une atrophie lente, mais que rien ne peut enrayer, entraîne l'incapacité complète de travail.

Ainsi donc, si un sujet est atteint par du courant alternatif, une fois ranimé et guéri de ses brûlures, il est tranquille ; s'il s'agit de courant continu, il faut être beaucoup plus circonspect relativement à son avenir, il faut attendre des mois et des mois pour être fixé.

Ajoutons encore une particularité intéressante. Lorsqu'on touche avec la main du courant continu, la commotion reçue fait en général lâcher le conducteur ; avec le courant alternatif, au contraire, l'action sur les nerfs est toute différente, la main se crispe en serrant le fil qu'il devient impossible de lâcher, ce qui ne peut qu'aggraver l'accident.

* *

Nous avons toujours parlé de courant alternatif sans préciser la fréquence ; c'est que, tant qu'il ne s'agit que de courants industriels, celle-ci n'a aucune importance. Que l'on touche avec les mains une tension à 25 périodes, à 50 ou à 75, les effets sont les mêmes.

Il en est tout autrement pour les courants de haute fréquence ; ceux-ci ne produisent pas l'électrocution. Certes, quand on touche pendant son fonctionnement l'antenne d'un poste émetteur il se produit bien quelque chose : on sent aux doigts une brûlure qui peut être d'ailleurs fort dangereuse si le poste est puissant. Mais il s'agit là uniquement d'effet Joule ; ni le cœur, ni la respiration n'en sont sensiblement affectés, au début tout au moins. Evidemment, si comme dans la d'Arsonvalisation on est soumis à d'intenses courants de haute fréquence le corps entier s'en ressent, mais les effets constatés semblent uniquement dus à un dégagement de chaleur ; rien d'analogue à ce que l'on observe pour les fréquences industrielles.

J'ai déjà indiqué dernièrement qu'on avait enfermé pendant plusieurs jours des souris dans la self d'émission du poste de la Tour Eiffel ; elles ne s'en sont pas portées plus mal et les craintes que

l'on avait eues pour une stérilité possible ont disparu. Voici maintenant, pour varier un peu, quelques résultats récents obtenus au cours des essais d'une lampe à grosse puissance fonctionnant sur ondes très courtes :

Les expérimentateurs qui circulaient autour de la lampe se plaignaient de violents maux de tête et d'une dépression physique générale ; ils éprouvaient une sensation de chaleur anormale, spécialement aux pieds et aux mains. La température du corps montait notablement, jusqu'à 38° ou 38°5 ; le régime du cœur s'accélérait de 30 à 80 % la tension artérielle baissait et la respiration devenait plus rapide ; bref, on constatait tous les symptômes d'une fièvre artificielle. Des souris blanches mises en cage ne montrèrent aucune réaction pendant les premiers essais ; mais comme elles parurent ultérieurement très abattues on les examina et on constata que leurs pattes étaient profondément brûlées ; il en était de même, mais à un degré moindre, à la naissance de la queue.

En somme, on peut dire pour le moment que la haute fréquence ne semble agir que par effet Joule. Pourquoi donc cette différence avec le courant continu ou le courant à basse fréquence ? On a voulu l'expliquer par un effet de peau : c'est bien peu probable ; l'effet Kelvin ne dépend dans un conducteur que de la résistance linéaire et ce n'est pas dans le corps humain, qui présente une résistance de quelques centaines d'ohms par mètre, qu'il risque de se faire sentir, d'autant plus que le dégagement de chaleur constaté dans tout l'organisme prouve que le courant ne suit pas uniquement la surface. Alors ? — Alors, la parole est aux physiologistes ; nous autres, électriciens, nous nous déclarons incompetents.

Le nombre d'accidents dus à l'électricité est très élevé et ne cesse de croître à mesure que les applications de celle-ci se développent. Peut-on essayer d'enrayer cette progression ? — Certainement.

A notre avis, le nombre de malheurs à déplorer tomberait rapidement de moitié si les usagers, mieux renseignés sur les dangers qu'ils courent, ne commettaient pas tant d'imprudences, si les techniciens comprenaient mieux quel est, à ce point de vue, leur devoir.

La question de sécurité est avant tout, en effet, une question d'éducation et d'appareillage. L'éducation du public ne peut se faire que lentement, et d'ailleurs elle ne peut être parfaite. Comment par exemple éviter un accident comme celui-ci : un petit gosse de deux ans à peine, que quelques fessées purent heureusement rappeler à la vie, et qui, profitant d'un moment d'absence de sa mère, prend pour une sucette les embouts en porcelaine qui amènent le courant à un fer à repasser ? Mais les usagers doivent savoir que la plupart du temps les électrocutions sont la conséquence d'une mauvaise qualité du matériel, qu'ils ne doivent pas hésiter à payer relativement cher leur appareillage puisque c'est une condition essentielle de leur sécurité, qu'ils ne doivent pas tolérer chez eux de fils ballants ni d'interrupteurs qui donnent des secousses, qu'ils doivent changer fréquemment les fils souples des balladeuses et surtout ne pas essayer de tourner les règlements que leur imposent les Compagnies distributrices.

D'un autre côté, le marché devrait être débarrassé d'un certain nombre d'interrupteurs ou de douilles de mauvaise qualité ; quand on songe que la vie d'un individu dépend de la solidité d'une rondelle de carton, on devrait se montrer plus difficile sur le choix du matériel.

Et enfin les Compagnies distributrices devraient s'inquiéter un peu plus de la vie de leurs clients et modifier peu à peu leurs systèmes de distributions ou d'installation. Si bon nombre d'accidents peuvent être mis sur le compte de l'imprudence des usagers, ou de la fatalité (qui a décidément bon dos), il est

hors de doute que la plupart d'entre eux n'ont été rendus possibles que par des systèmes de distribution qui, au point de vue de la sécurité, sont déplorables. Nous attirons spécialement l'attention des techniciens sur les points suivants :

Suppression progressive des interrupteurs unipolaires ; avec ceux-ci une lampe est aussi dangereuse qu'elle soit éteinte ou qu'elle soit allumée ; les interrupteurs bipolaires suppriment tout danger dans les fils de la canalisation qui sont situés après eux.

Diminution de la tension de distribution, tout au moins dans les parties facilement accessibles. N'est-il pas très imprudent par exemple, pour ne pas dire criminel, de proposer des tensions de 220-380 volts pour l'électrification des campagnes, alors que le 110 volts est déjà mortel ? Croit-on que les paysans ou les ouvriers de ferme sauront prendre plus de précautions que les citadins ?

Et enfin, suppression de toute terre sur les fils à l'intérieur des habitations par l'emploi de transformateurs individuels. Un transformateur d'abonné isole complètement la distribution intérieure de la canalisation générale, de sorte qu'il faut saisir à la fois les deux conducteurs avec les mains pour être électrocuté. Si de plus on profite de ce transformateur pour abaisser la tension à 25 volts, tout danger disparaît. Au point de vue des accidents domestiques, c'est la sécurité absolue, et au point de vue économique, d'ailleurs, si l'on met en balance l'augmentation du poids de cuivre immobilisé et l'augmentation du rendement des lampes, cette transformation est loin d'être désavantageuse. Que les Réseaux ne viennent pas d'ailleurs raconter que ça leur abaisserait le facteur de puissance ; un condensateur de quelques microfarads suffirait à compenser le courant à vide du transformateur. Et puis, la vie d'un homme est un capital pour lequel on peut bien faire quelques sacrifices.



L'ENREGISTREMENT ÉLECTRIQUE DES DISQUES

par R. LEROY, ingénieur E. C. P.

■ ■ ■ ■ ■

L'amplificateur

LES microphones que nous avons étudiés au chapitre précédent ont un commun défaut : ils manquent de sensibilité ; aussi, l'amplificateur doit-il être puissant. J'ai indiqué qu'un microphone à condensateur nécessitait l'emploi de huit étages d'amplification ; les autres types exigent de quatre à six étages. Ces chiffres donnent une idée des difficultés que comporte la réalisation de cet appareil, qui doit respecter certaines conditions particulières que nous allons examiner.

Fréquences à amplifier

La première condition que doit remplir l'amplificateur d'enregistrement est, évidemment, d'être capable d'amplifier d'une manière sensiblement uniforme les diverses fréquences utilisées : nous devons donc nous demander d'abord quelle est cette gamme de fréquences.

Il tombe sous le sens que notre amplificateur doit être susceptible de rendre toutes les fréquences musicales, c'est-à-dire la bande 30-4.000 environ. Est-ce suffisant ? Souvenons-nous que nous devons être beaucoup plus difficiles que les techniciens de l'émission eux-mêmes, car notre amplificateur n'a pas pour objet d'actionner, à travers un certain nombre d'intermédiaires, un haut-parleur, organe assez grossier encore, mais doit attaquer directement un graveur, oscillographe d'une très remarquable, d'une impitoyable perfection.

Reportons-nous à nos connaissances acoustiques. Helmholtz, Koenig, nous ont enseigné que le son de chaque instrument était composé d'une vibration sinusoïdale à la fréquence propre de la note, vibration à laquelle s'ajoutent des vibrations harmoniques. C'est là une justification physique des fameuses théories mathématiques de Fourier. Si nous nous en tenons à ces données, nous voyons que la reproduction par-

faite des timbres des instruments pourra être obtenue avec un amplificateur couvrant la gamme 30-20.000, c'est-à-dire capable de rendre l'harmonique 5 de la note la plus élevée que nous pouvons avoir à enregistrer. L'expérience montre qu'en effet un tel amplificateur donne d'excellents résultats pour un grand nombre d'instruments ; malheureusement, quelques uns, dont le piano, refusent de s'en accommoder. D'où vient cette anomalie ?

Nous en trouverons aisément l'explication si nous considérons l'oscillogramme du son d'une note de piano. Nous voyons qu'avant la période musicale se développe une onde que j'ai déjà appelée « onde de choc » et que cette période est suivie d'un temps d'extinction du son pendant lequel se produisent d'autres ondes, qui n'ont, pas plus que l'onde de choc, de caractère musical. De ces deux phases du son — naissance, extinction — la théorie des harmoniques, le développement en série de Fourier, ne donnent aucune explication. Nous ne devons pas, en effet, tomber dans l'erreur de dire qu'étant donné que tout phénomène est représentable par une série de Fourier, il existe une série de Fourier capable d'exprimer notre courbe, donc une décomposition harmonique susceptible de nous indiquer les gammes des fréquences que nous devons envisager. Il

est clair que ceci est pour nous sans valeur, que nous restons dans l'ignorance absolue de la valeur des termes principaux de la série et que, dans ces conditions, il n'offre absolument aucun intérêt de constater que la courbe admet une décomposition en harmoniques. Négliger ce point, admettre, par conséquent, que nous pouvons sacrifier la reproduction des périodes de naissance et d'extinction des sons, est absolument inadmissible. Qui ne sait, en effet, la très grande valeur d'expression que tout artiste attribue à ces phases ? Le toucher du pianiste, le coup de langue du flûtiste, l'attaque d'archet du violoniste, le claquement à la fermeture de l'anche de l'accordéon, voilà autant d'éléments que nous devons respecter scrupuleusement et que rend de façon insuffisante un amplificateur de gamme 30-20.000.

Quelle gamme de fréquences prendrons-nous donc ? La gamme des fréquences audibles ? J'attire, là, l'attention sur une nouvelle erreur que l'on peut commettre. On peut raisonner ainsi : seules les fréquences audibles nous sont sensibles, donc les déformations des sons dues à ce que des harmoniques inaudibles ne sont pas rendus par l'amplificateur, n'ont pas d'importance. Il y a là une conception erronée due à ce que l'on n'a pas réfléchi d'abord à ce que signifie fréquence audible.

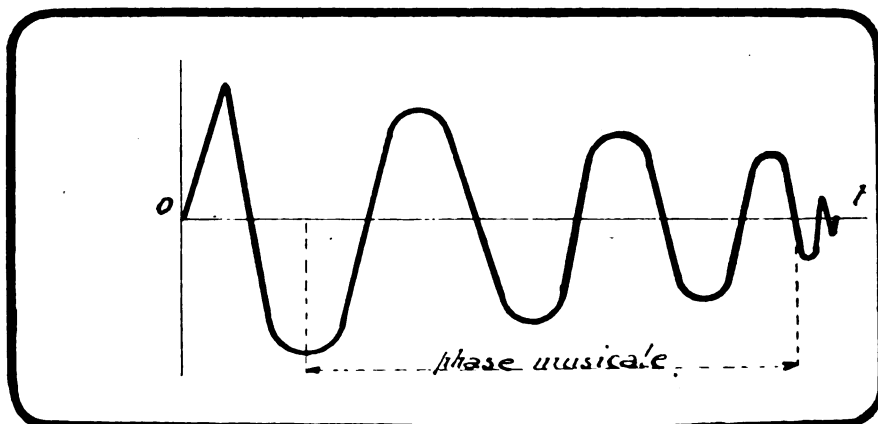


Fig. 1

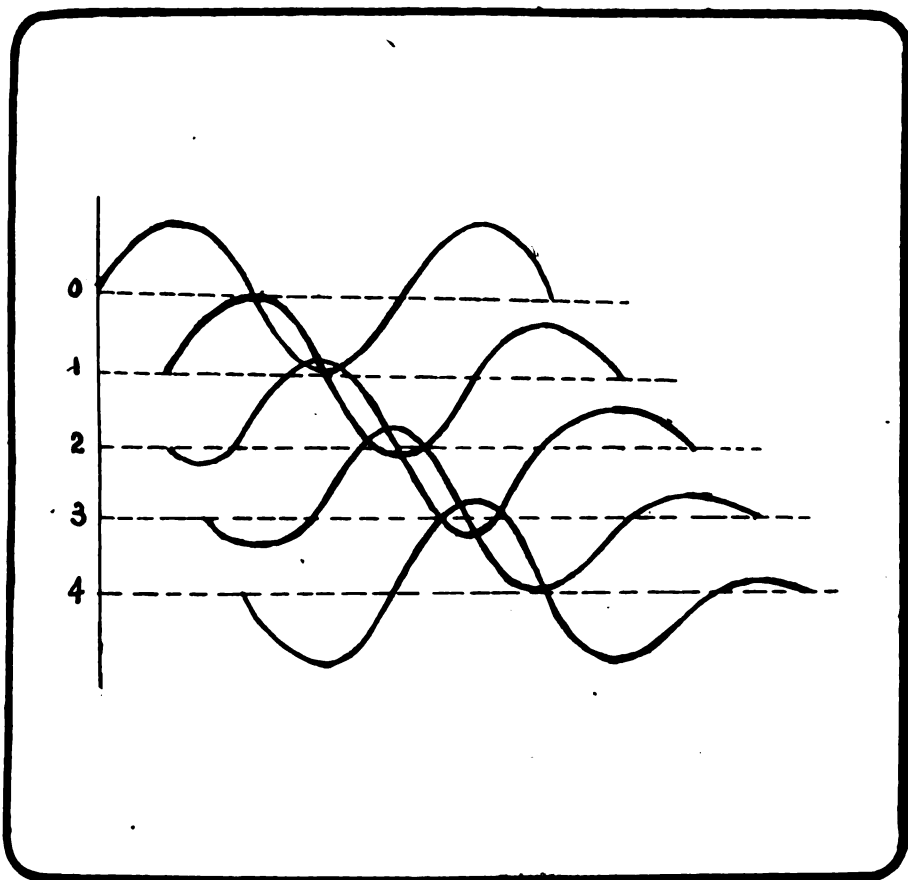


Fig. 2

Les expérimentateurs qui ont recherché la gamme des sons à laquelle notre ouïe est sensible ont opéré tous de même manière : ils ont pris une source sonore entretenue à fréquence variable, par exemple une sirène, et ont observé les fréquences les plus basses et les plus élevées pour lesquelles le son n'était plus perçu ; leurs conclusions ne sont donc valables que pour des sonorités entretenues. Il est facile de montrer que nous ne pouvons accepter ces chiffres pour la généralité des sons. En effet, si notre oreille ne pouvait percevoir autre chose que des ondes entretenues ou des sonorités décomposables en sommes d'ondes entretenues, nous n'entendrions pas, par exemple, certaines détonations. D'autre part nous devons remarquer que nous ne pouvons pas du tout être assurés que les ondes à fréquence inaudible n'ont pas pour nous une valeur affective. On sait que la plupart des sourds perçoivent le son du tambour quoiqu'ils ne l'entendent pas c'est donc que notre organisme est sensible aux ondes sonores autrement que par l'ouïe, sensible à des impulsions dont nous ignorons le caractère. Ainsi, arrivant au terme de cette étude, nous devons confesser notre ignorance et déclarer que nous ne savons pas quelle gamme de fréquence

il est théoriquement nécessaire de couvrir. Cette conclusion n'étonnera sans doute que les personnes qui imaginent la science terminée et prennent pour définitives les hypothèses sur lesquelles elle se base. Théoriquement, nous ne sommes pas sûrs qu'il ne faudrait pas un amplificateur capable de rendre toutes les fréquences. Pratiquement la gamme 20-30.000 semble suffire pour les microphones et les graveurs que nous sommes à l'heure actuelle en mesure de construire.

La condition des phases

Ce long exposé ne nous a amené à étudier l'échelle des fréquences auxquelles doit obéir l'amplificateur. Il importe de plus que la répartition de ces fréquences, leur phase relative, ne soient pas modifiées.

Au chapitre de l'acoustique du studio, nous avons vu que l'onde sonore présentera certains caractères que j'ai appelés, faute de mots, stéréographiques. Ce sont ces caractères qui nous suggèrent l'impression que l'onde provient d'une certaine distance. J'ai indiqué pourquoi je pense que l'impression provient de la possibilité qu'a notre oreille de discerner une certaine défor-

mation de l'onde. J'attribue cette déformation à une différence de vitesse entre l'onde même et l'énergie qu'elle contient ; cette différence amène un effacement progressif des fronts d'ondes et le déphasage des harmoniques par rapport au son principal.

Il est extrêmement intéressant de conserver au son ces caractères ; la reproduction y gagne un relief saisissant, une étonnante vérité. Ceci ne peut être obtenu qu'en asservissant l'amplificateur à une condition nouvelle : transmettre toutes les fréquences, d'étage en étage, sans déphasage relatif.

Je me permettrai de remarquer que je ne connais sur le marché aucun amplificateur pour pick-up dans lequel on ait fait un effort quelconque pour réaliser cette condition. Elle n'est pourtant pas moins indispensable à une bonne reproduction qu'à un bon enregistrement. Il y a là un point auquel il est d'autant plus important de prêter attention qu'il se trouve observé dans n'importe quel phonographe acoustique.

Réalisation de l'amplificateur

On scinde, en général, l'amplificateur en trois éléments : l'élément d'entrée chargé d'amplifier le courant du

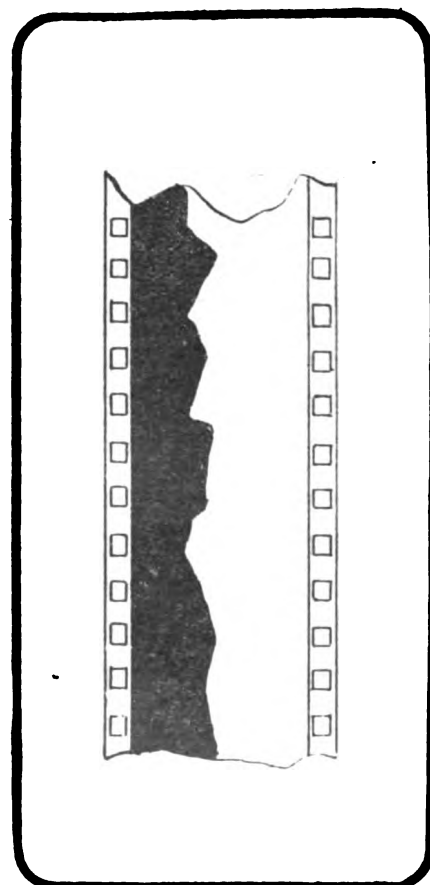


Fig. 3.

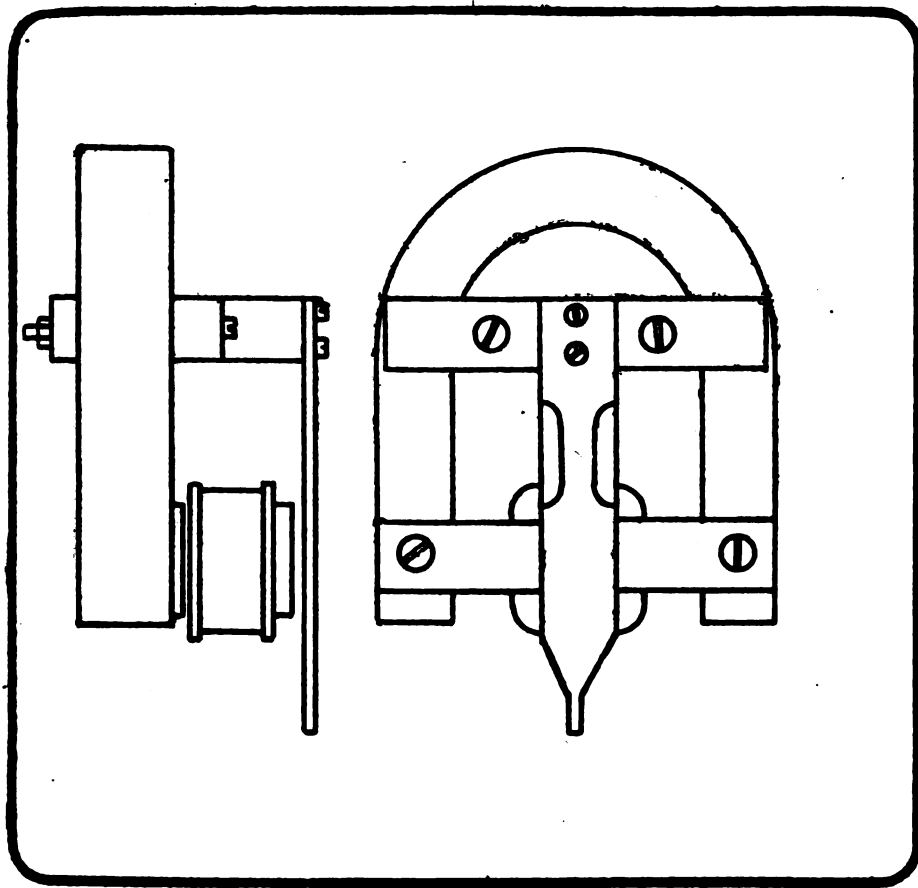


Fig. 4

microphone jusqu'à le rendre audible au téléphone, l'élément moyen comportant le réglage de la puissance et de la tonalité, enfin, l'élément de sortie destiné à actionner le graveur au moyen de lampes de puissance appropriée.

Voici les raisons de cette disposition : La grande sensibilité des amplificateurs ne permet pas d'utiliser des connexions longues entre le microphone et le premier étage (ce fil serait, en effet, sensible aux perturbations extérieures), d'où la nécessité de placer les premiers étages à proximité immédiate du microphone. Dès que le courant atteint une intensité suffisante, il n'y a plus d'inconvénient à le transmettre dans une ligne, même assez longue; il devient alors possible de placer les éléments réglables de l'amplificateur à proximité de la machine, sous la main de l'enregistreur. L'étage de sortie a avantage à être indépendant et placé à une certaine distance des autres éléments. Ainsi, on n'a plus à craindre son rayonnement sur les autres parties de l'appareil et les dangers d'accrochages parasites se trouvent du coup éliminés.

Ces dispositions observées, l'amplificateur tombe dans les règles générales bien connues. De la qualité des organes qui le composent dépendent son rendement et sa pureté. Les distorsions sont

soigneusement évitées en utilisant pour chaque étage des lampes de puissance suffisante; enfin, toute pièce magnétique est réalisée en utilisant des aciers spéciaux à très grande perméabilité.

Le graveur

La réalisation d'un bon graveur d'enregistrement pose un des problèmes les plus difficiles de la technique moderne. Ce problème a même semblé si longtemps impossible à résoudre que certains laboratoires se sont ingéniés à mettre au point des procédés complexes de gravure indirecte, dont je vais donner une idée.

Gravure indirecte

L'expérience ayant montré les grandes difficultés que l'on éprouvait à mouvoir aux fréquences élevées l'outil taillant la spire dans la cire, on a imaginé d'abaisser ces fréquences en enregistrant d'abord par des procédés optiques, sur un film, les sons, puis gravant la cire à partir de ce film déroulé à vitesse réduite.

On connaît, en effet, de nombreux systèmes d'oscillographes optiques susceptibles de rendre fidèlement les fré-

quences sonores (le vieil oscillographe de Blondel en est un modèle classique); dès lors, il n'y a aucune difficulté pratique particulière à enregistrer un film sonore. La source lumineuse utilisée est tout simplement un filament de lampe à incandescence. Le rayon lumineux qui en émane est concentré par une lentille sur le miroir de l'oscillographe, miroir dont la courbure est telle que l'image du filament vient se projeter sur la fente d'un écran derrière lequel se déroule le film. On règle l'oscillographe de telle sorte qu'au repos l'image du filament vienne recouvrir la fente à demi. Si le film se déroulait sans que le courant soit envoyé dans l'appareil, le spol y inscrirait une bande noire; mais les vibrations du miroir, en déplaçant le bord du rayon lumineux, infléchissent la zone de transition entre le blanc et le noir suivant une courbe qui est l'oscillogramme des sons enregistrés. On voit la simplicité du procédé et de quelle perfection il est capable; la difficulté ne commence que lorsqu'il s'agit de reproduire le film.

En effet, nous avons vu que les inventeurs se proposaient de passer le film, de réaliser la gravure du disque à vitesse réduite, par exemple, à une vitesse de l'ordre du dixième de la vitesse réelle. Ainsi les sons à 30 périodes que nous avons eu bien du mal à amplifier une première fois, deviendront au sortir de la cellule photoélectrique reproductrice des ondes à 3 périodes-seconde. J'avoue rester confondu devant ce chiffre. Imagine-t-on, l'audace de ces ingénieurs qui ont prétendu construire un amplificateur capable d'amplifier des courants photoélectriques de fréquences semblables? Il y a là un problème nouveau et il nous faut rendre hommage à ceux qui ont su le résoudre dans le silence de laboratoires qui ne laisseront même pas percer leurs noms. On se doute que ces appareils mettent en jeu des moyens qui ne sont pas tout à fait à la portée de l'amateur.

Les graveurs pour gravure ralentie ne présentent pas de particularité bien remarquable: ils rappellent certains mécanismes de haut-parleurs. Ils se composent d'une lame d'acier spécial maintenue par son élasticité en équilibre dans le champ d'un aimant, champ que module le courant le l'amplificateur par le moyen de bobines excitatrices. De tels mécanismes ne sont susceptibles de quelques fidélité qu'aux fréquences relativement basses où l'inertie de la palette n'entre pas encore en jeu.

Nous examinerons dans un prochain article les formes de graveurs à gravure directe et les principes qui les régissent.

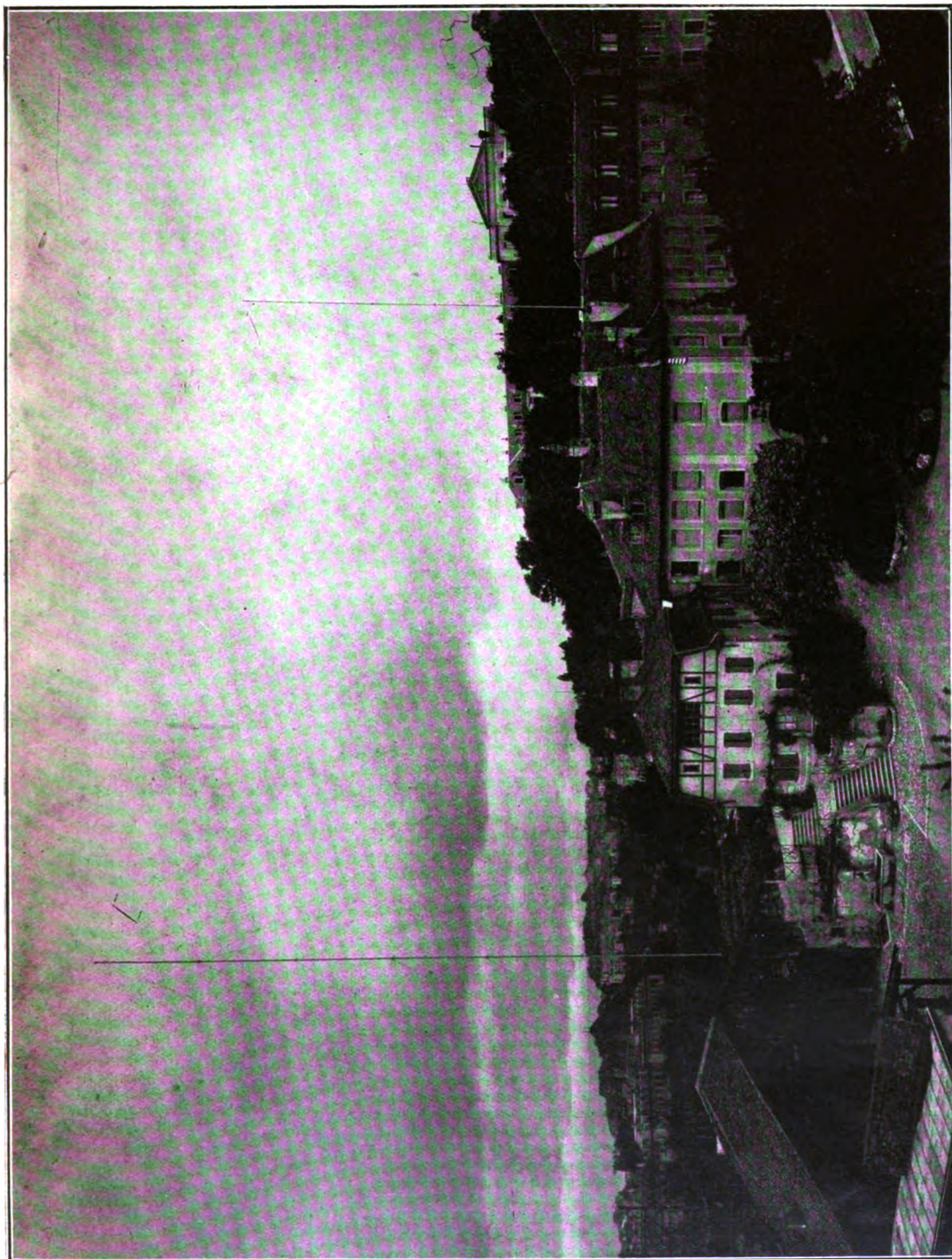


Photo Geber - Lausanne

L'ANTENNE ET LES PYLONES DE LAUSANNE



Photo Gerber - Lausanne

SALLE DES MACHINES AU POSTE DE LAUSANNE

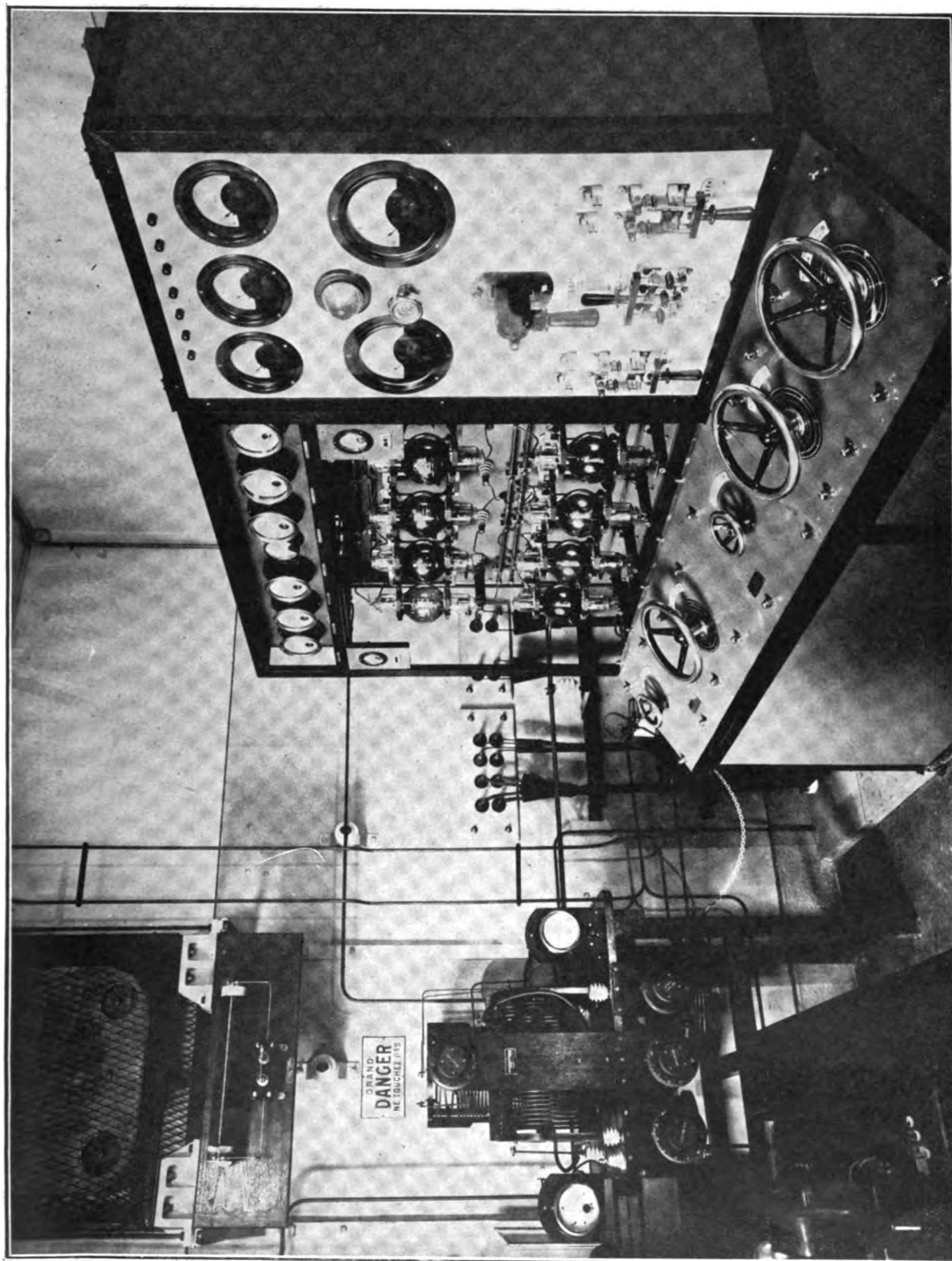


Photo Gerber - Lausanne

VUE GÉNÉRALE DU POSTE D'ÉMISSION DE LAUSANNE

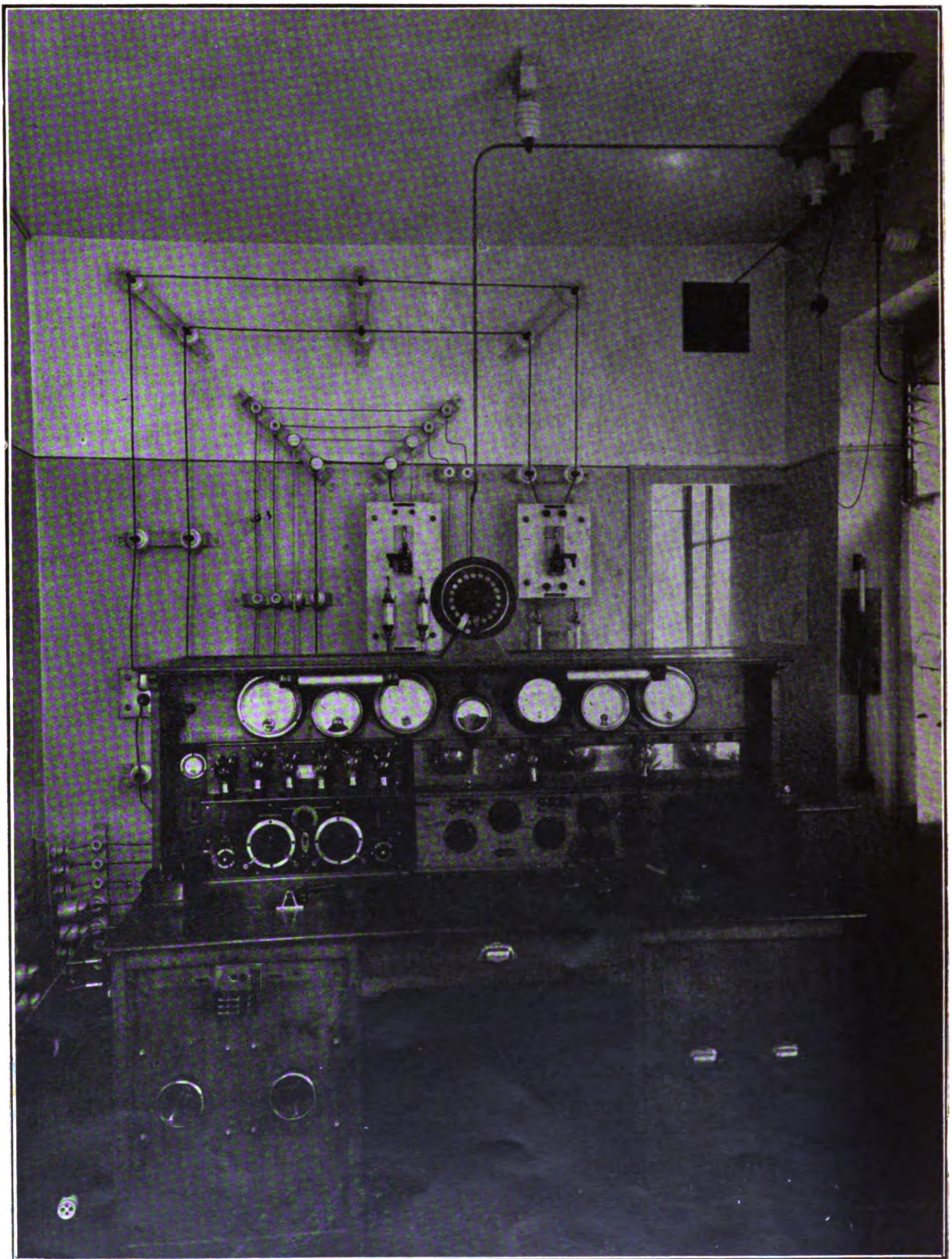


Photo Gerber - Lausanne

POSTE DE L'AVIATION A LAUSANNE (CHAMP-DE-L'AIR)

RÉALISATION D'UN HARTLEY

par André PLANÈS-PY, f8EI

■ ■ ■ ■ ■

ON a coutume de dire que la réalisation d'un émetteur radiotélégraphique d'amateur sur ondes courtes est bien plus aisée que celle d'un récepteur. S'il y a du vrai dans cette remarque, encore convient-il de ne l'accepter que sous réserves.

Le circuit d'un émetteur ne comprenant qu'une lampe oscillatrice, son alimentation et son couplage avec l'aérien est, généralement, prévu trop aéré; le mieux est parfois l'ennemi du bien et fréquemment on est tout étonné de voir le rendement extraordinaire d'un « zinc » monté rapidement, schématiquement, « squelettiquement » en un mot, par rapport à un meuble, qui ressemble plutôt à un tableau de centrale qu'à un Hartley, Reversed ou Mesny....

Nous avons insisté dans l'*Antenne* (numéros 125, 298 et 304) sur l'efficacité des montages simples qui sont à l'ordre du jour en 1929 : d'abord le circuit oscillant composé d'une capacité variable et d'une self-inductance fixée directement à ses armatures, puis la lampe placée immédiatement au-dessus du condensateur. Les accessoires secondaires : chocs, alimentations basse et haute tension, instruments de mesure, etc., disposés de part et d'autre de cet ensemble, de ce « bloc oscillant » qui ainsi peut induire dans la self de l'aérien une énergie aussi grande que possible.

Des essais comparatifs effectués notamment aux U. S. A. ont montré l'efficacité certaine de cette disposition et ceux qui ont voulu suivre nos conseils ont noté d'excellentes portées avec des puissances alimentation relativement faibles.

Le Hartley de 20 à 50 Watts qui fait l'objet de cet article — et dont le schéma a été développé dans les numéros 298 et 304 de l'*Antenne* sous le titre : « Le H. 29 bis », n'est pas un projet ; comme tous les montages que nous

décrivons, il a été réalisé et est actuellement en service à notre station. Nous pensons qu'il réunit les qualités exigées d'un émetteur construit sui-

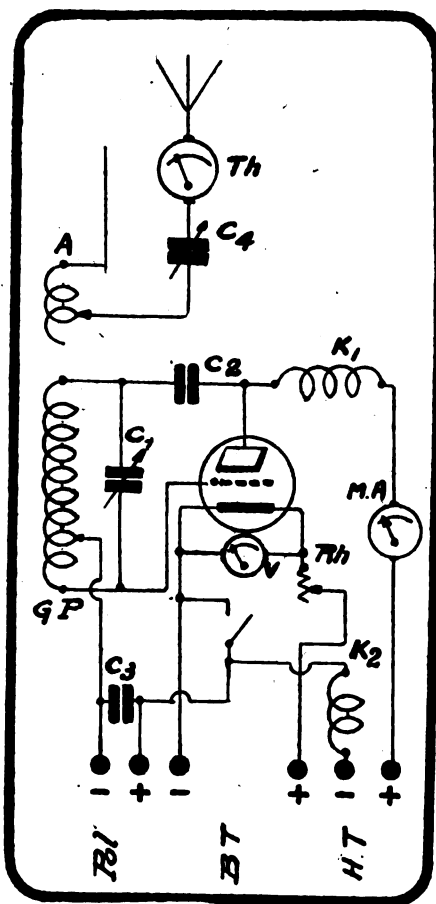


Fig. 1.

vant la Convention de Washington et que nous rappelons ci-dessous :

- 1° Simplicité du câblage.
- 2° Accessibilité à tous les organes.
- 3° Absence totale de pertes.
- 4° Syntonie et stabilité des signaux.
- 5° Modifications ultérieures rendues aisées.
- 6° Efficacité certaine pour une puissance minimum.

Il possède en outre la faculté de pouvoir fonctionner avec n'importe quel tube, ce qui donne toutes facilités pour faire varier la puissance d'alimentation entre 1 et 50 watts en modifiant simplement les voltages B. et H. T. Quoique relativement compact, il s'accommode de n'importe quel système de modulation et les instruments de mesure dont il est doté permettent à l'usager de se rendre compte à chaque instant de sa bonne marche.

L'ébénisterie que nous avons utilisée peut paraître un peu « avantageuse », elle a contenu successivement depuis cinq ans plusieurs circuits, entre autres le Reversed et le Mesny; le lecteur pourra avoir les cotes détaillées et tous dessins en se reportant aux numéros 16, 17 et 38 du *QST Français* et 24 du *Journal des Emetteurs*. D'une forme dite « en tabouret », en montants de 20×20 %, elle mesure 45 cm. de haut, 35 de large et 30 de profondeur. Le panneau avant est constitué par une plaque d'ébonite de 310×270×5 % supportant tout le montage, à l'exception de la self d'antenne. Les dimensions intérieures de cette ébénisterie peuvent toutefois être ramenées à 400 % de haut, 310 de large et 200 de profondeur.

Le schéma complet est donné par la Figure 1 ; c'est celui du Hartley classique 1929, alimentation parallèle couplage indirect.

La self G-P grille plaque du circuit oscillant est constituée par un enroulement cylindrique en tube de cuivre de 4 à 6 % de diamètre extérieur. Celle que nous utilisons actuellement permet de couvrir la gamme 18-50 mètres avec un condensateur variable C₁ d'environ 0,25/1000, elle possède 13 spires et son diamètre extérieur est de 6 cm. Il est toutefois plus intéressant de prendre pour C₁ une capacité de 0,1/1000 par exemple et de réaliser plusieurs bobines G-P afin de s'assurer le meilleur rendement

sur les différentes bandes permises (20, 40 et 80 mètres). On conservera à toutes ces selfs le diamètre extérieur de 5 à 6 cm. qui, en réduisant l'encombrement, diminue l'importance du champ. Le condensateur C_1 sera à lames écartées d'un type spécial pour émission.

La self d'antenne A est couplée faiblement à celle du circuit oscillant; elle est fixée par ses deux extrémités sur une barrette d'ébonite placée au-dessus de la self G-P, parallèle à celle-ci et maintenue par les deux traverses latérales et médianes du « tabouret ». Les deux selfs G-P et A sont ainsi mises bout à bout côté plaque de G-P et il est possible de faire varier leur couplage en éloignant ou en rapprochant A de G-P, une fente de la longueur nécessaire ayant été ménagée dans la barrette d'ébonite. La figure 3 donne du reste le mode de fixation de cette self d'antenne.

Outre le couplage variable G-P et A, il est possible de faire varier le nombre de spires de A en faisant la prise d'antenne par une pince : pour une distance de couplage égale à quelques centimètres, une seule spire seulement suffit à la condition que l'aérien soit exactement accordé. On arrive à cet accord exact par le jeu de la capacité variable C_4 (0,25/1000) en série dans le feeder principal de la Zeppelin.

Le support de lampe, situé immédiatement au-dessus du condensateur, peut être fixé soit sur ce dernier, soit, ce qui est préférable au point de vue de la rigidité de l'ensemble, à l'intérieur du panneau avant, au moyen d'équerres. Bien qu'il existe d'excellents supports de lampe dans le commerce, nous avons préféré le

réaliser nous-même en montant 4 douilles fendues sur un petit carré d'excellente ébonite mesurant $60 \times 60 \times 5$ mm. Les lampes de 20 à 50 watts absorbant 2 à 3 ampères pour le chauffage, il importe que le contact de leurs broches avec les douilles correspondantes soit aussi franc que possible.

La plaque de la lampe est réunie à l'une des armatures de C_1 , et à une extrémité de la self G-P, par conséquent, par l'intermédiaire du condensateur fixe classique C_2 (2 à 5/1000) que l'on retrouve dans tout émetteur alimenté en série ou en parallèle à la H. T. On peut se procurer cet accessoire dans le commerce ou le réaliser soi-même à peu de frais.

Nous avons tracé en traits gras, sur le plan de câblage grandeur nature, le circuit oscillant plaque, self G-P, grille, C_1 , afin de faire remarquer combien les connexions sont réduites et directes.

Les selfs de choc haute fréquence K_1 et K_2 comportent chacune 300 spires en fil 2/10 deux couches soie, bobinées, dans 5 ou 6 gorges d'un mandrin en bois paraffiné de 30 mm de diamètre extérieur et de 50 à 60 mm de longueur.

L'habituelle résistance shuntée en série dans le retour de grille a été supprimée et remplacée par une pile de polarisation shuntée par un condensateur fixe C_3 de quelques millièmes de M. F. Ce procédé est de beaucoup le plus intéressant, il permet en effet de pouvoir faire travailler le tube dans ses caractéristiques exactes, suivant le voltage H. T. appliqué à la plaque. Pour une lampe du type 20 watts de Fotos fonctionnant sous sa tension maximum de

600 volts, la valeur de cette tension de polarisation est comprise entre 20 et 25 volts. Il sera très facile de la déterminer exactement si on prend soit une batterie d'accumulateurs de faible capacité, soit un assemblage en série de plusieurs piles pour lampes de poche dont on aura enlevé le couvercle.

Le rhéostat aura de 1 à 2 ohms et devra laisser passer 3 ampères, courant maximum, absorbé par une lampe de 45 à 50 watts.

Les instruments de mesure sont au nombre de trois :

Un milliampèremètre de 0 à 100, 150 ou 200 suivant la puissance envisagée et surtout le type de la lampe.

Un voltmètre de 0 à 8 volts de grande résistance devant rester constamment branché.

Un ampèremètre thermique de 0 à 0,5 ou 1 ampère adapté à la puissance de l'émetteur.

Ces trois appareils doivent être d'excellente fabrication

Cet émetteur travaillant sur antenne Zeppelin accordée est susceptible de donner, avec une puissance plaque de 20 à 25 watts, d'excellents résultats. Si on utilise à la B. et à la H. T. des sources de courant rigoureusement continu (accumulateurs, par exemple) on aura intérêt à interposer 4 éponges en caoutchouc entre le meuble émetteur et la table sur laquelle il repose ; de cette façon les selfs ne pourront vibrer au cours d'une émission, sous les chocs transmis à la table, et par conséquent au bâti, par le manipulateur. Ce procédé enfantin suffit souvent pour faire coter T_2 , une émission reçue précédemment T_1 , comme il est peu onéreux, l'essai est facile à faire.



ÉTUDE D'UN SYSTÈME OSCILLANT

(Suite)

par le Docteur Titus KONTESCHWELLER

SUPERRÉACTION

■ ■ ■ ■ ■

NOUS allons maintenant calculer la valeur de la constante qui multiplie la fonction quand on augmente l'argument de 2π . Pour cela nous allons étudier premièrement la forme de la fonction χ_0 quand elle est multipliée par λ au bout du temps 2π .

Nous savons que la forme générale de la fonction χ_0 est toujours la suivante :

$$\chi_0(t) = C_1 \cos \omega t + C_2 \sin \omega t \quad (146)$$

Il s'agit maintenant de déterminer les constantes d'intégration de telle sorte que nos conditions soient satisfaites. Comme un facteur numérique ne change pas les conditions, nous pouvons supposer que la première constante d'intégration C_1 est égale à 1, nous n'avons donc qu'à calculer la deuxième constante, C_2 . Pour simplifier nous allons supprimer l'indice et exprimer la constante par la lettre C . Nous obtenons donc

$$\chi_0(t) \cos \omega t + C \sin \omega t \quad (147)$$

En augmentant de 2π nous avons

$$\chi_0(t + 2\pi) = \cos(\omega t + \omega 2\pi) + C \sin(\omega t + \omega 2\pi) \quad (148)$$

Nous avons vu que λ est un nombre complexe de valeur absolue égale à 1, nous pouvons donc l'écrire, sous la forme

$$\lambda = \cos \alpha + i \sin \alpha \quad (149)$$

Nous avons vu la relation :

$$\chi_0(t + 2\pi) = \lambda \cdot \chi_0(t) \quad (150)$$

qui donne :

$$\begin{aligned} \cos(\omega t + \omega 2\pi) &+ C \sin(\omega t + \omega 2\pi) \\ &= (\cos \omega t + C \sin \omega t) \\ &= (\cos \alpha + i \sin \alpha) \end{aligned} \quad (151)$$

En faisant $t = 0$, nous obtenons

$$\begin{aligned} \cos(\omega 2\pi) + C \sin(\omega 2\pi) \\ = \cos \alpha + i \sin \alpha \end{aligned} \quad (152)$$

Nous voyons donc immédiatement que nous devons avoir :

$$C = i \quad (153)$$

et

$$\alpha = \omega 2\pi + n \cdot 2\pi \quad (154)$$

Nous obtenons finalement la forme cherchée de la fonction χ_0 :

$$\chi_0(t) = \cos \omega t + i \sin \omega t \quad (155)$$

Les formules précédentes nous donnent la relation suivante :

$$\lambda = \frac{\chi_0(t + 2\pi)}{\chi_0(t)} \quad (156)$$

faisant $t = 0$, nous obtenons.

$$\lambda = \frac{\chi_0(2\pi)}{\chi_0(0)} \quad (157)$$

d'après (155) nous pouvons écrire :

$$\chi_0(2\pi) = \cos(\omega 2\pi) + i \sin(\omega 2\pi) \quad (158)$$

Nous avons vu également que :

$$\chi_0(0) = 1 \quad (159)$$

Nous pouvons donc écrire la valeur de λ de la façon suivante :

$$\lambda = \cos(\omega 2\pi) + i \sin(\omega 2\pi) \quad (160)$$

Sous la forme exponentielle nous avons :

$$\lambda = e^{i\omega 2\pi} \quad (161)$$

Comme nous connaissons la valeur de λ il nous est très facile de trouver celle de la constante caractéristique k étudiée plus haut. Nous avons en effet

$$k = \frac{1}{2} \left(\lambda + \frac{1}{\lambda} \right) \quad (162)$$

En substituant la valeur de λ d'après (161) nous obtenons :

$$k = \frac{1}{2} (e^{i\omega 2\pi} + e^{-i\omega 2\pi}) \quad (163)$$

ou sous forme trigonométrique :

$$k = \cos(\omega 2\pi) \quad (164)$$

Comme ω est toujours un nombre réel, nous voyons encore une fois que la valeur de k se trouve toujours comprise entre les deux limites -1 et $+1$. Comme cas limite, k peut être égal à -1 ou $+1$, mais dans ce cas l'appareil ne fonctionne pas normalement en superréaction. Si par hasard le nombre k est égal à -1 ou $+1$, ce qui correspond à une valeur entière de ω ou à un nombre entier $+1/2$, il est nécessaire de changer légèrement le réglage de l'appareil pour obtenir une autre valeur de ω . Nous pouvons donc supposer que k ne prend pas les valeurs limites de -1 ou $+1$.

Nous allons maintenant calculer la valeur de μ d'après les formules précédentes. Nous avons vu que cette valeur était définie par la relation :

$$\lambda = e^{i\mu 2\pi} \quad (165)$$

où μ se trouve toujours compris entre les limites

$$0 < \mu < 1/2 \quad (166)$$

Cette condition signifie donc que la racine de l'équation caractéristique est celle qui se trouve au-dessous de l'axe réel, c'est la racine pour laquelle la partie imaginaire est positive. En égalant les deux expressions de λ nous pouvons écrire

$$e^{i-2\pi} = e^{i\mu 2\pi} \quad (167)$$

On en déduit facilement

$$\omega = n + \mu \quad (168)$$

où n est un nombre entier, par conséquent :

$$\mu = \omega - n \quad (169)$$

Comme μ est une fraction, nous voyons, que n est le plus grand nombre entier qui est plus petit que ω . Nous voyons donc que la valeur de μ est égale à la partie fractionnaire de ω .

Nous avons vu que μ se trouve toujours entre les limites 0 et 1/2, la formule (169) exige donc que cette partie fractionnaire soit plus petite que 1/2. Dans tous ces cas on peut

employer directement la formule (169). Si, au contraire, la partie fractionnaire de ω est plus grande que 1/2 c'est-à-dire si nous avons

$$\omega - n > 1/2 \quad (170)$$

Nous ne pouvons pas employer la formule (169) pour déterminer la valeur de μ . Nous pouvons cependant écrire

$$\omega = n + 1 - \mu \quad (171)$$

Dans ce cas la valeur de μ est plus petite que 1/2.

Quand la partie fractionnaire est plus grande que 1/2, la racine λ de l'équation caractéristique donnée par la formule (171) et celle qui se trouve au-dessous de l'axe réel, c'est la racine dont la partie imaginaire est négative. Nous savons que cette racine doit être égale à $1/\lambda$, l'équation étant symétrique. Au lieu de la formule (167) nous devons employer la formule

$$e^{-i-2\pi} = e^{i\mu 2\pi} \quad (172)$$

où le nombre à gauche représente la racine de l'équation caractéristique qui se trouve au-dessus de l'axe réel, c'est-à-dire la racine dont la partie

imaginaire est positive. De l'équation (172) nous tirons :

$$-\omega = m + \mu \quad (173)$$

ou m est un nombre entier négatif. L'équation (171) donne la relation

$$-\omega = -n - 1 + \mu \quad (174)$$

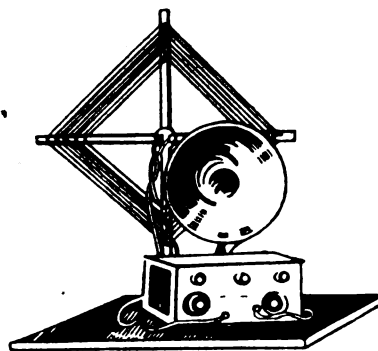
Nous obtenons :

$$\mu = n + 1 - \omega \quad (175)$$

Le nombre entier n est le plus grand nombre entier qui est plus petit que ω . Par conséquent, $n + 1$ est le petit nombre entier qui est plus grand que ω . En résumé nous avons donc deux possibilités : Premièrement la valeur de ω se trouve comprise entre un nombre entier et $n + 1/2$; dans ce cas, la partie fractionnaire de ω est plus petite que 1/2 ; nous pouvons utiliser la formule (169) pour calculer la valeur de μ : 2° la valeur de ω se trouve entre $n + 1/2$ et $n + 1$; dans ce cas la partie fractionnaire est plus grande que 1/2 ; il faut utiliser la formule (175) pour calculer la valeur de μ .

Le cas où ω est égal à un nombre entier ou à $n + 1/2$ est à exclure car nous obtenons pour la constante k la valeur limite $+1$ ou -1 .

(A suivre.)



CARACTÉRISTIQUES ET AMPLIFICATION

par P. OLINET

■ ■ ■ ■ ■

Introduction

L'INTRODUCTION de lampes à grand, à très grand coefficient d'amplification sur le marché mondial a mis la joie au cœur de bien des amateurs. Etant donné qu'une ancienne lampe avait, d'après le fournisseur, un coefficient d'amplification de 7 à 10, ce qui pour trois lampes, fait 1.000, avec deux lampes ayant un coefficient de 30 on aura le même résultat, etc. Malheureusement, la conclusion les a conduit à placer les nouveaux tubes au lieu et place des anciens set... le résultat a été piteux.

C'est cette question que je voudrais aborder aujourd'hui.

Définitions

Je voudrais démontrer deux points équivalents et c'est le but de ces lignes.

D'une part, l'amplification d'une étape, en écartant toute réaction, est fonction :

a). Du coefficient statique d'amplification ;

b). Du système de liaison.

D'autre part, la caractéristique statique relevée par le constructeur n'a de réalité dans le fonctionnement des amplificateurs que dans certains cas tout à fait particuliers.

Ces deux propositions résultent de l'énoncé des mêmes faits. Mais ceci demande un certain nombre de définitions préalables.

Une lampe est caractérisée par deux données, tout au moins du point de vue qui m'intéresse aujourd'hui : K = coefficient d'amplification — K — ; ρ = la résistance interne filament plaque — ρ — et la pente de la caractéristique — S .

De même, graphiquement, une lampe est complètement définie par les familles de caractéristiques :

Intensité courant plaque en fonction de la tension de pile pour différentes valeurs du courant de chauffage.

Malgré que ces questions soient bien connues du lecteur, il me paraît

indispensable de le reprendre rapidement pour bien préciser les termes qui vont suivre.

Je n'insisterai pas sur les familles de caractéristiques, la figure 1 représentant une suite de telles courbes pour une lampe moderne.

Le coefficient statique d'amplification est réellement défini par :

$$K = - \left| \frac{dv}{du} \right|_{j = \text{Cte}}$$

expression dans laquelle v représente la tension de plaque. u celle de grille.

et j l'intensité du courant de plaque

L'examen de la famille de courbes de la figure 1 montre que l'on a :

$$K = \frac{v_3 - v_2}{u_3 - u_2} \text{ Cte}$$

suivant le point de fonctionnement considéré ?

De même, la résistance interne est définie par :

$$\rho = \left| \frac{dv}{di} \right|_{u = \text{Cte}}$$

on a donc de même

$$\rho = \frac{v_4 - v_3}{i_4 - i_3}$$

Enfin, on a

$$S = \left| \frac{dj}{du} \right|_{v = \text{Cte}}$$

graphiquement, on trouve que :

$$S = \frac{j' - j''}{u_4 - u_3}$$

Telles sont données rapidement les définitions des constantes initiales.

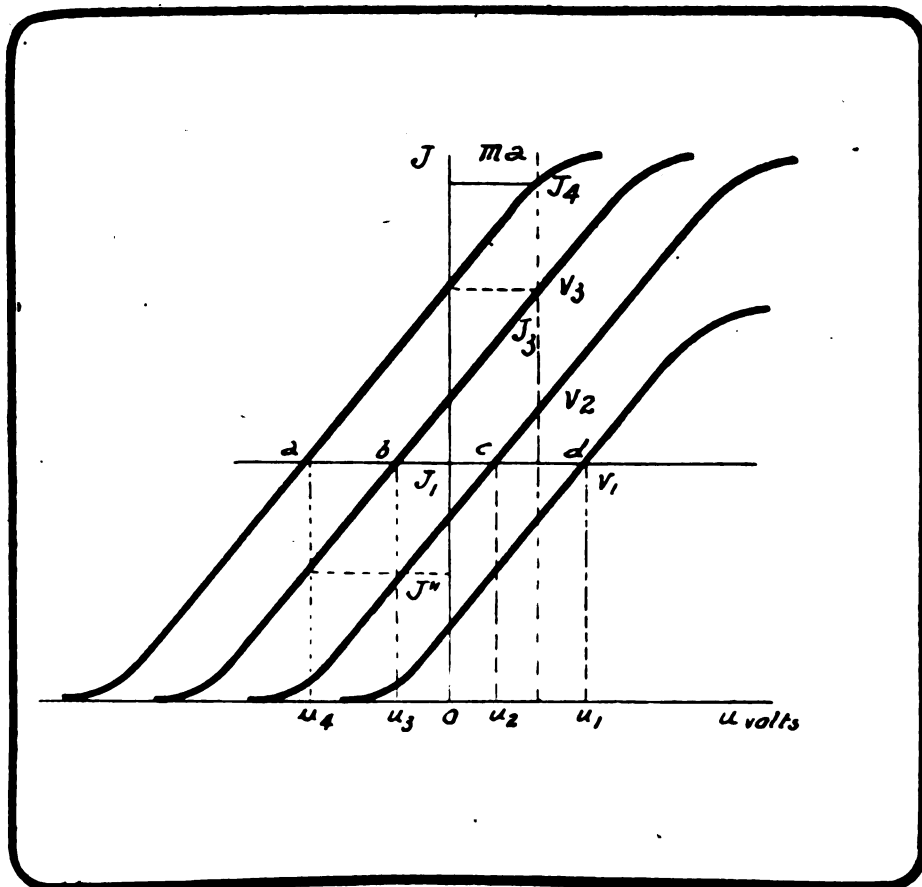


Fig. 1.

Mesure des constantes

Je n'insisterai pas sur les montages exacts employés car ceci sort du cadre de cet article et est assez connu du lecteur.

Deux méthodes sont utilisées et c'est leur principe qui nous intéressera seulement :

1. Méthode de Miller.

Dans cette première méthode, on emploie pour la mesure une source de courant alternatif à fréquence audible ; on peut ainsi se servir d'un téléphone pour apprécier le silence dû à l'opposition de deux forces électromotrices.

Ce qui est à retenir de cette méthode, c'est qu'elle donne des valeurs se rapprochant de celles qu'on rencontre en pratique dans le fonctionnement en courant musical. Mais, comme nous le verrons plus loin, on obtient ainsi une valeur différente de k statique et ayant peu d'utilité pratique.

2. Méthode d'Appliton.

Dans ce cas, tout se passe en courant continu ; les valeurs obtenues, tant pour ρ que pour k , sont celles définies ci-dessus et pourraient tout aussi bien être tirée de l'examen des courbes.

Il faut remarquer que la fente S se déduit des valeurs de K et ρ par la formule $S\rho = K$. Du point de vue dimensions des unités, cette formule est homogène. On a, en effet, S exprimé en ma/v ou a/v ,

ρ en ohm,

K sous dimension (constante).

Mais

$$\frac{\text{ampère}}{\text{volts}} = \text{ohm}^{-1}$$

donc

$$K = Cte = 1 = \text{ohm} \times \frac{1}{\text{ohm}} = 1$$

Par exemple, les caractéristiques de la lampe Fotos C 25 sont :

$$\rho = 20.800 \text{ ohms}$$

$$S = 1,2 \text{ milliamp. par v.} = 1,2 \cdot 10^{-3} \text{ amp./volt}$$

$$K = 25$$

Le calcul donne :

$$K = 24,96$$

ce qui est très satisfaisant.

De même, pour la Cq on a :

$$\rho = 7.500 \text{ ohms}$$

$$S = 1,2 \text{ mill./volt}$$

$$K = 8$$

le calcul donnerait

$$K = 7,65$$

Enfin, pour la Dq on a :

$$\rho = 4.500 \text{ ohms}$$

$$S = 2 \text{ ma/volt}$$

$$K = q$$

Le calcul donne :

$$K = \frac{2}{1000} \times 4.500 = q$$

Mais que représentent ces valeurs au point de vue qui nous intéresse, c'est-à-dire finalement de l'amplification obtenue avec un montage donné ?

C'est, comme je l'ai dit, une erreur trop courante de ne pas se persuader que le système de liaison est une partie essentielle de l'ensemble.

J'ai déjà analysé cette question pour les amplificateurs à résistance et à

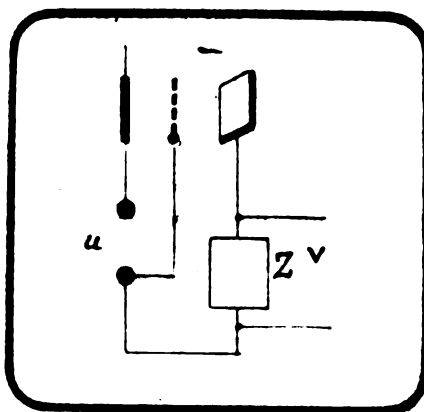


Fig. 2.

impédance, et j'ai montré toute l'importance de la nature du circuit de plaque.

Ceci se traduit au point de vue des caractéristiques par une déformation et l'obtention de la caractéristique dynamique ou de travail. C'est cette question que nous allons maintenant étudier en commençant par étudier l'amplification des différents systèmes de liaison.

Amplification et systèmes de liaison

Les différents systèmes de liaison sont les suivants :

- Résistance.
- Self inductance
- Circuit accordé.
- Transformateur désaccordé.
- Transformateur accordé.

Nous allons examiner successivement l'amplification dans ces différents cas en fonction du système de liaison.

Il y a lieu de remarquer que ceci est indépendant de la valeur relative

de la fréquence d'excitation ; ceci suppose seulement que les organes de liaison sont établis en en tenant compte.

Comment allons-nous définir l'amplification ? Le facteur d'amplification (et non plus le coefficient) est défini (fig. 2) par le rapport.

$$A = \frac{v}{u}$$

On se rend compte immédiatement de l'intervention de Z puisque, si j est l'amplitude du courant de plaque on a :

$$v = Zj$$

Je supposerai encore :

a) Que la capacité de fuite entre les électrodes est tellement faible qu'elle n'intervient pas ;

b). Que la résistance interne du circuit de grille est infinie.

c). que la résistance de grille de la lampe suivante est ainsi infinie.

Ces conditions répondent à ce qui a lieu dans un très grand nombre de cas réels.

L'étude des systèmes d'amplification va nous fournir des éléments intéressants.

1). Liaison par résistance.

On a, en utilisant les équations bien connues liant entre elles les différentes constantes de la lampe à trois électrodes (fig. 3).

$$j = \frac{Ku}{R + \rho}$$

Donc

$$v = Rj = Ru \frac{R}{R + \rho} K.$$

Il vient enfin

$$A = K \frac{R}{R + \rho}$$

On en conclut de suite que l'amplification.

a) Croît avec R ; ceci en supposant qu'on compense la chute de tension continue dans R en augmentant la tension d'alimentation à la source :

b). Est au maximum égale à K .

c). Est d'autant plus grand que ρ est plus petit, toutes choses égales par ailleurs.

Pratiquement, ce dernier paragraphe amène au principe suivant : un montage à résistance étant réalisé, toutes choses égales par ailleurs, les résultats obtenus sont meilleurs avec une lampe à faible résistance interne ; l'expérience confirme pleinement ce point de vue ; en essayant successivement des tubes Fotos C 25 (faible résistance interne) et A 25 (grande

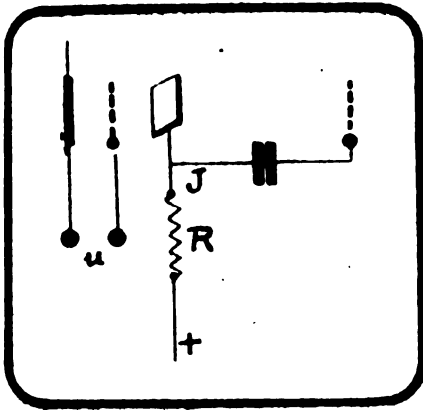


Fig. 3.

valeur de ρ), on trouve de meilleurs résultats avec la C 25; pour la première, on a :

$$\rho = 20.000 \text{ ohms}$$

et pour la seconde

$$\rho = 50.000 \text{ ohms}$$

Ceci est, bien entendu, établi en supposant, comme je l'ai déjà fait remarquer plus haut, que la tension réellement appliquée sur la plaque est constante.

En un mot, l'amplification à résistance est caractérisée :

Par son indépendance de la pulsation de la tension d'excitation ;

Par une valeur toujours inférieure à K.

Par sa valeur d'autant plus grande, toutes choses égales par ailleurs, que ρ est plus petit.

Ces conditions paraissent idéales et le meilleur facteur d'amplification obtenu avec les autres montages, des conditions de sélectivité font préférer d'autres montages.

La liaison à la lampe suivant comportant un condensateur, il s'en suit que l'indépendance du système par rapport à la pulsation n'est pas absolue, les sons aigus étant plus amplifiés que les sons graves.

Tel est l'amplificateur à résistances.

2) Liaison par self inductance

Etant donné que l'étude des systèmes accordés nous fournira l'occasion d'étudier l'influence de la capacité, soit répartie, soit montée à dessein, mise en shunt sur tous les enroulements, je supposerai dans tout ce qui va suivre que les enroulements sont composés d'une self inductance pure et sans fuite.

On a (fig. 4) pour impédance Z

de l'ensemble intercalée dans le circuit de plaque

$$Z = \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}$$

où ω est la pulsation de la tension d'excitation.

Il vient comme valeur de l'amplitude de l'intensité dans le circuit de plaque

$$j = \frac{Ku}{\sqrt{(\rho + R)^2 + L^2 \omega^2}}$$

et d'autre part,

$$V = Zj$$

On peut simplifier la valeur de j . En effet, la résistance interne est toujours suffisamment grande devant R pour qu'on puisse négliger cette dernière. Pour plus d'exactitude, nous conserverons la formule totale.

L'expression de v est

$$v = \frac{Ku \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}}{\sqrt{(\rho + R)^2 + L^2 \omega^2}}$$

Pratiquement l'amplificateur à impédance n'est intéressant que parce qu'il diminue la chute de tension continue; il faut donc diminuer R autant que possible; on peut donc toujours admettre que

$$R \ll L\omega$$

Il vient

$$v = \frac{K\omega L\omega}{\sqrt{(\rho + R)^2 + L^2 \omega^2}}$$

Le facteur d'amplification est défini par

$$A = \frac{KL\omega}{\sqrt{(\rho + R)^2 + L^2 \omega^2}}$$

L'examen de cette formule montre :

1° Que A est au maximum égal à K, comme dans les amplificateurs à résistances, et ceci pour

$$L\omega \gg \rho + R$$

2° Que la liaison est fonction de ω . Il faut appliquer aussi la remarque faite précédemment au sujet du condensateur de liaison à la grille suivante.

Pour une fréquence nulle, on aurait :

$$A = \frac{K\omega R}{\rho + R}$$

En employant la formule complète. Ce serait une amplification à résistance.

Pour une fréquence très grande, on a :

$$A = K$$

L'amplification croît donc avec la fréquence et ceci d'autant plus que R est plus petit.

3° A augmente avec K;

4° A augmente quand ρ diminue. Ces deux considérations sont les mêmes pour celles développées au paragraphe précédent.

En un mot, la liaison par self inductance procure une amplification qui diffère de celle obtenue avec des résistances par les faits suivants :

a). L'amplification augmente avec la fréquence;

b). Et s'en rapproche par de nombreuses autres considérations.

3° Liaison par circuit accordé

Il existe toujours (fig. 5). une capacité C aux bornes de l'enroulement L; c'est la capacité répartie, celle des connexions ou un condensateur mis à cette place.

Je supposerai, ce qui est très approximativement exact, que la résistance R est uniquement localisée dans la branche self de circuit intercalé.

L'impédance Z du circuit embroché dans le circuit de plaque est en valeur imaginaire, comme on le calcule facilement, et comme j'aurai l'occasion d'y revenir en étudiant les caractéristiques dynamiques un peu plus loin :

$$z = \frac{(R + i\omega L) \frac{1}{iC\omega}}{(R + iL\omega) + \frac{1}{iC\omega}}$$

en posant

$$i = \sqrt{-1}$$

On a donc en valeur réelle

$$Z = \frac{\sqrt{\frac{R^2}{C^2 \omega^2} + \frac{L^2}{C^2}}}{\sqrt{\frac{R^2}{C^2 \omega^2} + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}}$$

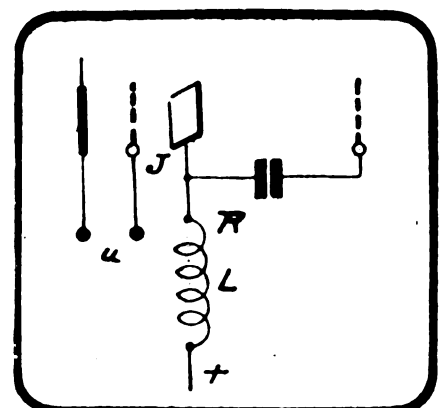


Fig. 4.

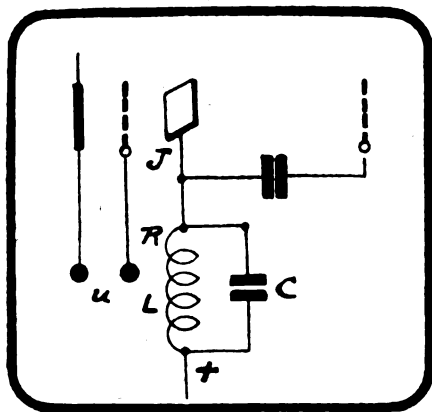


Fig. 5.

L'impédance totale du circuit de plaque étant $3 + \rho$, il vient

$$j = \frac{Ku}{\sqrt{Z^2 + \rho^2}}$$

et

$$v = Zj = u \frac{KZ}{\sqrt{Z^2 + \rho^2}}$$

le facteur d'amplification est donc finalement

$$A = \frac{v}{u} = K \frac{Z}{\sqrt{Z^2 + \rho^2}} = K \frac{1}{C\omega} \sqrt{\frac{R^2 + L^2\omega^2}{R^2 + (L\omega - \frac{1}{C\omega})^2}} = \frac{1}{\sqrt{\rho^2 + \frac{1}{C^2\omega^2} \frac{R^2 + L^2\omega^2}{R^2 + (L\omega - \frac{1}{C\omega})^2}}}$$

Toutes réductions faites, on a :

$$A = K \cdot \frac{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}}{\sqrt{\rho^2 C^2 \omega^2 (L\omega - \frac{1}{C\omega})^2 + R^2 + L^2\omega^2}} = K \frac{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}}{\sqrt{\rho^2 C^2 \omega^2 (L\omega - \frac{1}{C\omega})^2 + R^2 + L^2\omega^2}}$$

On peut admettre comme dans le cas précédent, et je dirais même a fortiori

$$R \ll L\omega$$

On a donc enfin

$$A = K \frac{L}{\sqrt{\rho^2 C^2 (L\omega - \frac{1}{C\omega})^2 + L^2}}$$

Cette équation est bien homogène. En rappelant un système que j'ai déjà eu l'occasion de développer ici même et où les dimensions de R sont représentées par 1, L ω sont représentées par 1, L ω sont représentées par 1, L ω sont représentées par 1.

Le numérateur est équivalent à 1. Au dénominateur le produit ρC est d'indice 0, L $\omega - \frac{1}{C\omega}$ est d'indice 1 ainsi que le second terme; A a bien les dimensions de K (en tenant compte que 2 sous un radical est équivalent à 1).

L'examen de cette formule montre que :

1) A varie avec la valeur de la capacité C.

Pour C = 0, on trouve

$$A = \frac{KL\omega}{\sqrt{(\rho + R)^2 + L^2\omega^2}}$$

comme dans le cas précédent.

Pour C = ∞ , on trouverait

$$A = 0$$

puisqu'alors

$$L = 0$$

Mais on remarque de suite que A atteint un maximum quand

$$L\omega = \frac{1}{C\omega} \text{ ou } LC\omega^2 = 1$$

c'est-à-dire à la résonance; c'est la raison qui a motivé la dénomination de ces systèmes de liaison. Dans ce cas, on a

$$A = K \frac{L}{L} = K$$

Ceci est un maximum car on trouve bien que

$$\frac{L\omega}{\sqrt{(\rho + R)^2 + L^2\omega^2}} < 1$$

On aurait pu prévoir ce résultat: dans ce cas, en effet, on a

$$Z = \frac{1}{R}$$

Soit sensiblement ∞ puisque R est très petit; on a donc bien

$$v = K u$$

2). A varie avec ω .

Pour $\omega = 0$ on a

$$A = K \frac{R}{R + \rho}$$

Pour $\omega = \infty$, il vient (puisque tout le courant passera par la branche capacité).

$$A = 0$$

A passe par un maximum pour

$$LC\omega^2 = 1$$

comme nous venons de le voir.

En somme, la liaison par circuit accordé diffère des précédentes en ce qu'elle favorise la transmission de la pulsation égale à celle propre du circuit.

Liaison par impédance en général

Ceci nous permet de caractériser ce mode de liaison :

a). L'amplification est égale au maximum au coefficient statique;
b). Suivant le système adopté.

Toutes les fréquences passent également — résistances

Les fréquences élevées sont plus amplifiées — self-inductance

Une fréquence est privilégiée — circuit accordé.

4) Liaison par transformateur désaccordé)

Le second système de liaison couramment employé est le transformateur (fig. 7).

Dans ce cas l'amplification est définie comme le rapport de la tension aux bornes du secondaire à celle placée sur la grille d'excitation. On ne peut plus comme précédemment supposer que la résistance de grille de la seconde lampe est infinie sauf si on suppose toujours le transformateur adapté au mieux où la liaison envisagée. J'en tiendrai compte et nous verrons comment le fait de la considérer comme infinie modifierait les conclusions.

Par suite de certaines considérations de commodité de calcul, j'étudierai sous ce premier titre les transformateurs de liaison des amplificateurs à basse fréquence; sous la rubrique, transformateur accordés nous verrons ensuite les systèmes employés pour la haute fréquence. Ceci est d'autant plus acceptable que les transformateurs de liaison HF n'ont que bien rarement un amortissement suffisant pour ne pas présenter une pointe de résonance dans la gamme de réception. Donc ce qui suit est relatif à la liaison à BF.

J'emploierai les notations suivantes : amplitude de la tension de grille

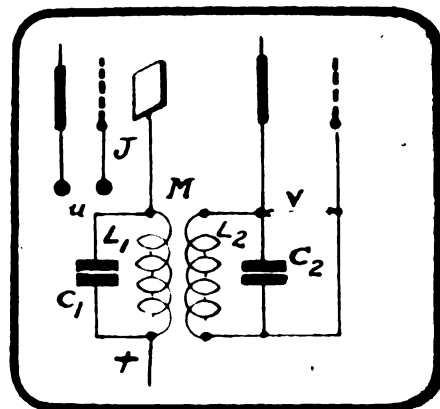


Fig. 6.

recueillie entre le filament et C2 u_2

Amplitude de la tension de grille aux bornes du primaire V_1

Amplitude de l'intensité dans le circuit de plaque $j i_1$

Amplitude de l'intensité dans le circuit de grille G2 A

rapport de transformation r

résistance filament grille G2

On a évidemment

$$u_1 = a v_1 \quad (1)$$

$$u_1 = r i_1 \quad (2)$$

$$j = a i_1 \quad (3)$$

$$v_1 = K u - \rho j \quad (4)$$

De (1) et (4) on tire

$$\frac{u_1}{a} = K u - \rho j \quad (5)$$

de même, entre (2) et (3) on a

$$j = a i_1 = a \frac{u_1}{r} \quad (6)$$

la combinaison de (5) et (6) donne

$$\frac{u_1}{a} = K u - a \frac{\rho}{r} u_1 \quad (7)$$

on tire de (7)

$$A = \frac{u_1}{u} = \frac{aK}{1 + a^2 \frac{\rho}{r}}$$

Comme on le fait souvent remarquer, A est maximum en fonction de a quand

$$a^2 = \frac{r}{\rho}$$

et alors

$$A = \frac{aK}{2}$$

Toutes considérations relatives aux accrochages étant laissées de côté, on remarque, au sujet de A que :

a) Le facteur d'amplification augmente avec le coefficient d'amplification. Il s'en suit qu'il y aurait avantage à employer des lampes à grand coefficient d'amplification en s'assurant par des mesures convenables qu'on évite les sifflements et accrochages.

b) A augmente avec a ; là, il y a des considérations tout à fait intéressantes.

J'ai dit que le rapport de transformation optimum est défini par

$$a_{\text{opt.}} = \sqrt{\frac{r}{\rho}}$$

Pour que $a_{\text{opt.}}$ soit grand, il faut : Augmenter r , mais la résistance de grille de la seconde lampe ne saurait être rendue inférieure à une certaine valeur; quand la polarisation est suffisamment négative pour que l'in-

tensité v_2 soit nulle, il n'en reste pas moins que r n'est pas infini. Il existe encore en filament et grille l'isolement imparfait du pied de la lampe, du support, etc. On peut compter, semble-t-il, sur des valeurs moyennes de r de l'ordre de 2 à 300.000 ohms au maximum.

Diminuer ρ et employer des lampes à faible résistance interne.

On arrive une fois de plus à cette conclusion : les recherches sembleraient orientées d'une manière intéressante du côté de l'obtention d'un tube à grand coefficient d'amplification et à résistance interne faible. Les deux conditions sont contradictoires avec les tubes actuels, mais...

En tout cas, il faut retenir ceci pratiquement : grande valeur de K et faible résistance interne.

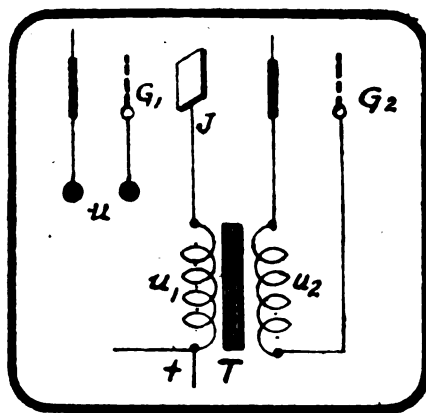


Fig. 7.

On remarque que l'amplification peut être notablement supérieure au facteur d'amplification puisque ce dernier est multiplié par $\frac{a}{2}$

En voulant tirer que des conclusions générales, je n'insisterai pas plus sur cette question.

5° Liaison par transformateur accordé (fig. 6).

La manière d'envisager le problème ci-dessus n'a d'intérêt qu'en basse fréquence; en haute fréquence, on ne parle pas de rapport de transformation, mais de coefficient d'induction mutuelle.

Le problème du montage comprenant (fig. 6) deux condensateurs d'accord me semble inutile à traiter, ce montage n'étant jamais employé en pratique. J'examinerai donc successivement :

La liaison par transformateur désaccordé.

Celle par transformation à secondaire accordé.

Contrairement à ce que j'ai fait dans le cas précédent, je supposerai :

$$r = \infty$$

et la capacité d'entrée nulle. On peut très bien admettre ceci pour une fréquence assez basse, comme celle utilisée dans les étages intermédiaires d'un chargeur de fréquence. Je supposerai, de plus, nulle la résistance ohmique des enroulements.

Il est facile d'établir que l'on a

$$j = \frac{K\omega}{\sqrt{\rho^2 + L_1^2\omega^2}} \quad (1)$$

n'étant la pulsation du mouvement oscillatoire servant d'excitation sur la grille. En employant les mêmes notations que précédemment on a

$$u_1 = M\omega j \quad (2)$$

En supposant infini dans le cas précédent, on aurait eu

$$A = aK$$

mais il y a lieu de remarquer que ceci correspond à

$$a = \sqrt{\frac{r}{\rho}} = \infty$$

on sent bien que l'on sort du domaine pratique.

On sait que l'on a

$$M = \rho \sqrt{L_1 L_2}$$

p étant un facteur compris entre 0 et 1.

En tenant compte de (1) et (2) on a :

$$\frac{u_1}{M\omega} = \frac{K\omega}{\sqrt{\rho^2 + L_1^2\omega^2}}$$

La valeur de A est donc

$$A = \frac{u_1}{u} = \frac{KM\omega}{\sqrt{\rho^2 + L_1^2\omega^2}}$$

ou en tenant compte de la valeur de M

$$A = \frac{Kp\omega \sqrt{L_1 L_2}}{\sqrt{\rho^2 + L_1^2\omega^2}}$$

Je dis que cette formule est, sous une autre forme, absolument identique à celle obtenue dans le cas précédent et donnant

$$A = aK$$

Il faut donc démontrer que l'on a

$$\frac{p\omega \sqrt{L_1 L_2}}{\sqrt{\rho^2 + L_1^2\omega^2}} = \infty$$

Par construction, dans tous les transformateurs BF on fait

$$\rho \ll L_1\omega$$

pour la plus basse fréquence à amplifier; on a donc

$$\frac{p\omega \sqrt{L_1 L_2}}{L_1\omega} = p \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$$

D'autre part, le couplage est très sûr et on peut, sans grosse erreur prendre

$$p = 1$$

On a donc

$$a = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$$

On sait que, en supposant des surfaces et des longueurs d'enroulement commencer à L_1 et à L_2 et en appelant n_1 et n_2 le nombre des spires de chaque enroulement, on a

$$L_2 = \frac{4\pi n_2^2 s}{e}$$

$$L_1 = \frac{4\pi n_1^2 s}{e}$$

d'où on tire

$$a = \frac{n_2}{n_1} \text{ c.q.f.d.}$$

Le problème est donc le même sous une autre forme.

Nous avons donc

$$A = \frac{K p \omega \sqrt{L_1 L_2}}{\sqrt{\rho^2 + L_1^2 \omega^2}}$$

Etant donné cette formule que peut conclure de son examen au sujet des variations de A .

L'influence de p est simple à étudier; il faut un couplage aussi sûr que possible. A noter à ce sujet que tout ceci a trait à un Tesla et ne saurait être étendu au montage à résonance déjà étudié. Nous étudierons en finissant les auto-transformateurs.

On remarque de suite que A augmente avec R et lorsque ρ diminue. C'est toujours la constatation à laquelle nous avons été conduit jusqu'ici.

Il y a avantage à diminuer L_1 autant que possible car A varie en gros comme $\frac{1}{\sqrt{L_1}}$, mais par contre

à augmenter autant que possible L_2 , ce sont bien les conclusions précédentes.

Mais ces considérations n'ont qu'un caractère essentiellement théorique par suite de la présence de capacité aux bornes des enroulements L_1 et L_2 . Comme je l'ai dit, je négligerai C_1 en admettant qu'elle est réduite à la capacité répartie qui est très faible. Nous allons donc examiner maintenant ce qui se passe quand on place un condensateur C_2 aux bornes de l'enroulement secondaire.

Dans ce cas, on a toujours

$$j = \frac{K \omega}{\sqrt{\rho^2 + L_1^2 \omega^2}} \quad (1)$$

de plus, il vient évidemment, en appelant i l'intensité du courant qui circule dans le circuit secondaire.

$$M \omega j = i \left(L \omega - \frac{1}{C \omega} \right) \quad (2)$$

en supposant toujours la résistance ohmique du secondaire nulle.

D'autre part, on a

$$u_2 = \frac{i}{C \omega} \quad (3)$$

On a donc :

$$M \omega j = u_2 C \omega \left(L \omega - \frac{1}{C \omega} \right) \quad (4)$$

et finalement

$$\frac{u_2 C \omega \left(L \omega - \frac{1}{C \omega} \right)}{M \omega} = \frac{K u}{\sqrt{\rho^2 + L_1^2 \omega^2}}$$

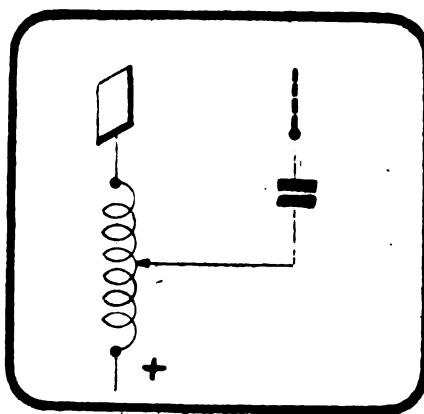


Fig. 8.

On tire de cette dernière expression :

$$A = \frac{u_2}{u} = \frac{K M \omega}{C \omega \left(L \omega - \frac{1}{C \omega} \right) \sqrt{\rho^2 + L_1^2 \omega^2}}$$

Mais en tenant compte que

$$M = p \sqrt{L_1 L_2}$$

il vient finalement

$$A = \frac{K p \sqrt{L_1 L_2}}{C \left(L \omega - \frac{1}{C \omega} \right) \sqrt{\rho^2 + L_1^2 \omega^2}}$$

On remarque de suite la même influence de p .

Les influences respectives dk et ρ sont les mêmes, aussi.

Mais, et c'est là que le fait nouveau apparaît, quand on étudie la variation de A en fonction de ω , on remarque que le facteur d'amplification est maximum pour la résonance où

$$L C \omega^2 = 1$$

On a alors théoriquement, par suite de la négligence des résistances, une amplification infinie.

On conclut que :

L'amplification par transformateur accordé obéit aux lois de celle par transformateurs désaccordés, mais on constate un maximum pour la résonance.

6° Auto-transformateurs

Avant de tirer les conclusions de cette première partie et de montrer le chemin que nous suivrons dans la suite, il me semble intéressant de préciser le fonctionnement des auto-transformateurs.

Il est bien entendu qu'un auto-transformateur est constitué par un enroulement ayant une partie commune aux deux circuits (fig. 8).

Par conséquent, toutes les conclusions que nous avons obtenues précédemment restent applicables.

CONCLUSIONS

Ces quelques lignes peuvent se résumer comme suit :

L'amplification par impédance se distingue par le fait que le facteur d'amplification est inférieur à k .

Dans le cas de la liaison par transformateur, au contraire, il est supérieur.

Pour les auto-transformateurs, les formules des transformateurs sont valables, mais, tant seulement que L_1 est différent de L_2 , quand $L_1 = L_2$, il faut employer les formules d'impédance. C'est donc un cas intermédiaire.

En effet, si

$$L_1 = L_2 \text{ (impédance)}$$

la formule donnant A devient

$$A = \frac{K p \omega \sqrt{L_1 L_2}}{\sqrt{\rho^2 + L_1^2 \omega^2}} = \frac{K \omega L_1}{\sqrt{\rho^2 + L_1^2 \omega^2}}$$

puisqu'alors

$$p = 1$$

mais en tenant compte que

$$\rho \ll L_1 \omega$$

on a finalement

$$A = K$$

Finalement, on conclut que K doit être grand et ρ petit.

Dans tout ce qui précède, nous avons tablé sur les valeurs relevées sur les caractéristiques statiques. A-t-on le droit d'agir ainsi ? C'est ce que l'examen des caractéristiques dynamiques va nous montrer.

(A suivre).

LA MESURE DES ÉLÉMENTS DES SELFS

par J. B., ingénieur

■ ■ ■ ■ ■

PRÉCISONS avant tout que ceci se rapporte plus particulièrement à la mesure des selfs d'assez grande valeur, telles que les selfs des filtres d'alimentation plaque. Le prix de ces derniers étant assez élevé, de nombreux amateurs s'inspirant des articles parus dans *L'Antenne* veulent tout réaliser par eux-mêmes. Pour les selfs en particulier, ils feuilletent leurs collections de journaux et revues de T. S. F., y trouvent des formules, les appliquent consciencieusement et... n'ont pas toujours les résultats parfaits qu'ils attendaient, et qu'on leur prédisait. Ce n'est pas que ces formules ne soient exactes; au contraire, on peut dire qu'elles sont *trop* exactes, car elles ont été établies dans des conditions idéales et bien définies, qui sont très rarement réalisées dans la pratique. En effet, la section du noyau de fer n'est pas très bien déterminée, à cause du foisonnement, d'où saturation inattendue: la qualité des tôles n'est pas constante; le bobinage n'est pas parfaitement fait, et peut présenter des courts-circuits; enfin, la self a des propriétés variables suivant le courant qui la traverse. Les modifications qu'on doit alors apporter à son œuvre sont incertaines: souvent on ajoute du fil, croyant augmenter

un coefficient de self insuffisant, alors que le noyau est déjà saturé; la résistance ohmique est trop grande et la chute de tension aux bornes de la self est considérable: on enlève du fil, et le coefficient de self tombe, etc.

C'est pourquoi il peut être très intéressant de mesurer directement les selfs dans leurs conditions de fonctionnement normal et même de mesurer non seulement leur coefficient de self, mais encore leur résistance ohmique, et avec le minimum d'opérations.

Première méthode (méthode de Joubert)

C'est ce qu'on peut appeler la méthode directe, basée sur les propriétés élémentaires des courants alternatifs et des selfs.

Considérons le montage de la figure 1. Entre *a* et *b*, on établit une différence de potentiel alternative. On sait qu'entre l'intensité efficace *I* eff. et la différence de potentiel efficace *V* eff. on a la relation

$$V \text{ eff.} = I \text{ eff.} \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}$$

R étant la résistance ohmique de la self, *L* le coefficient de self, ω la pulsation du courant ($\omega = 2\pi f$). Cette

formule montre que si on connaît *R* et ω , de la mesure de *V* eff. et *I* eff. on peut déduire *L* par la formule

$$L = \frac{1}{\omega I \text{ eff.}} \sqrt{V^2 \text{ eff.} - R^2 I^2 \text{ eff.}}$$

La valeur de *R* peut se déduire de la constitution même de l'enroulement, telle longueur de fil de telle section à telle résistance..., etc.

Une méthode plus sûre consiste à remplacer la source alternative par une source à courant continu et à faire les mêmes mesures que ci-dessus. On a alors *V* et *I*, d'où

$$R = \frac{V}{I}$$

On voit que cette méthode nécessite deux opérations successives pour connaître les éléments de la self. Elle est suffisamment précise pour les besoins de l'amateur et, de plus, elle est très simple. On peut lui reprocher de nécessiter l'emploi d'un voltmètre et d'un milliampèremètre thermiques de bonne qualité, et surtout de faire intervenir la résistance ohmique *R* dans le calcul de *L*. Il est donc indispensable de connaître *R* avec une assez grande précision, sans quoi la formule écrite plus haut ne donnerait qu'un ordre de grandeur de *L*, et non sa valeur même approchée.

Deuxième méthode (méthode d'Anderson)

Disons tout de suite que ce n'est pas à proprement parler une méthode de mesure pratique pour l'amateur ordinaire. Elle est d'une grande précision, mais nécessite un matériel important. Si nous en parlons, c'est uniquement parce que nous pourrions en avoir besoin dans la suite, pour mesurer avec précision les éléments d'une *seule* self dont on connaît déjà des valeurs approchées. Décrivons brièvement cette méthode.

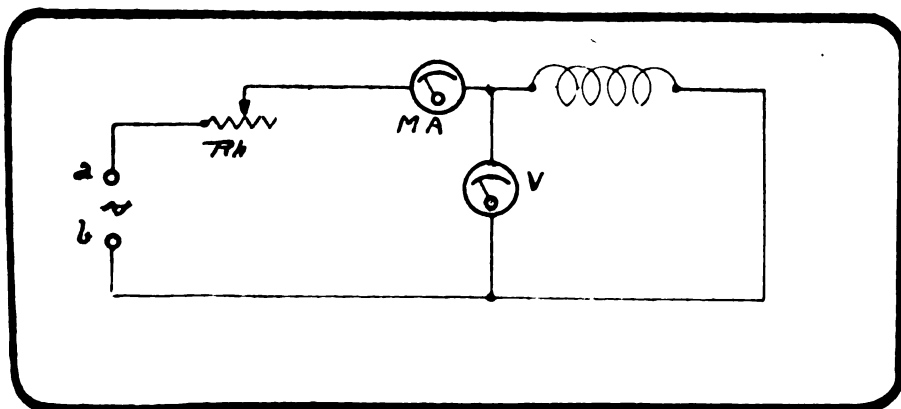


Fig. 1

On place la self dans une des branches d'un pont de Wheatstone modifié comme l'indique la figure 2. R est une résistance connue, fixe ; r est une résistance variable ; C une capacité fixe connue.

Les opérations à effectuer sont au nombre de deux :

1° *Mesure de la résistance ohmique.*

En G , on place un galvanomètre ou à la rigueur un milliampèremètre sensible, qui peut d'ailleurs être indifféremment thermique ou à cadre mobile. En ab on branche une source à courant continu et on amène le galvanomètre G au zéro par l'ajustage des résistances r_1 et r_2 . Quand la condition est réalisée, on a, suivant la relation classique du pont de Wheatstone

$$\rho = R \frac{r_1}{r_2}$$

ρ = résistance ohmique de la self.

2° *Mesure du coefficient de self,*

On remplace en ab la source à courant continu par une source à courant alternatif, après avoir remplacé le galvanomètre G par un téléphone T . Sans toucher aux résistances r_1 et r_2 , qui conservent les mêmes

valeurs que dans la mesure précédente, on ajuste la résistance variable r , de manière à éteindre le son dans le téléphone. A ce moment on mesure r_1 et on a

$$L = RC \left[r + r_1 + r \frac{r_1}{r_2} \right]$$

Nous donnerons plus loin des valeurs de R , C , r , r_1 , r_2 , pour le cas particulier dont nous nous occuperons.

Troisième méthode

Nous allons exposer maintenant une méthode dont le dispositif expérimental est presque aussi simple que celui de la première méthode indiquée, dont la précision est bien supérieure, et qui offre de plus l'avantage de mesurer la résistance ohmique et le coefficient de self en une seule opération.

La théorie en est extrêmement simple, c'est celle du pont de Wheatstone, bien connue de tous. Considérons, en effet, le schéma de la figure 3.

Dans la branche AC est intercalée la self à mesurer dont les caractéristiques sont L et r ; dans la branche CB se trouve une self étalon de caractéristiques L_1 et r_1 ; r_2 et r_3 sont deux

résistances sans self appréciable ; T un téléphone. En ab on place une source à courant alternatif. Si on suppose la tension appliquée en ab sinusoïdale et si, en première approximation, on néglige la capacité répartie des selfs, la condition à réaliser pour éteindre le son dans le téléphone, s'écrit

$$r_2^2 (r_1^2 + \omega^2 L_1^2) = r_3^2 (r^2 + \omega^2 L^2)$$

Sous cette forme, elle dépend de la fréquence du courant alternatif, car $\omega = 2\pi f$. Mais nous pouvons éliminer ω en satisfaisant *simultanément* aux deux conditions

$$\begin{aligned} r_1 r_2 &= r r_3 \\ L_1 r_2 &= L r_3 \end{aligned}$$

ce qui peut s'écrire

$$\frac{r}{r_1} = \frac{L}{L_1} = \frac{r_2}{r_3}$$

Donc, de la seule mesure de $\frac{r_2}{r_3}$ on déduira les valeurs des rapports

$$\frac{r}{r_1} \text{ et } \frac{L}{L_1}$$

Ceci, tout au moins en théorie, car il faut réaliser la condition $\frac{r}{r_1} = \frac{L}{L_1}$ c'est-à-dire que le rapport des résistances ohmiques doit être égal au rapport des coefficients de self pour la self à mesurer et pour la self étalon. S'il arrive que cette condition soit réalisée accidentellement dans quelques cas particuliers, dans la très grande majorité des cas il n'en sera pas ainsi, et il faudra prévoir un réglage supplémentaire pour la réaliser. Alors les résistances r et r_1 ne seront plus les résistances ohmiques des selfs, mais les résistances des branches AC et CB qui en diffèrent par l'introduction de résistances supplémentaires. Remarquons dès maintenant que les résistances ainsi introduites dans l'une ou l'autre des branches n'ont pas besoin d'être très exactement connues, puisque, contrairement aux autres méthodes, on ne se sert pas de la résistance ohmique pour calculer le coefficient de self. De plus, ces résistances n'interviennent dans le calcul, que par leur somme ou leur différence avec les résistances ohmiques cherchées. L'erreur sur celles-ci sera ainsi très faible en valeur relative pour une erreur donnée commise sur la valeur des résistances supplémentaires.

De même il n'est pas nécessaire de connaître les valeurs absolues des résistances r_2 et r_3 , puisqu'elles n'interviennent que par leur rapport. On peut donc remplacer leur mesure par

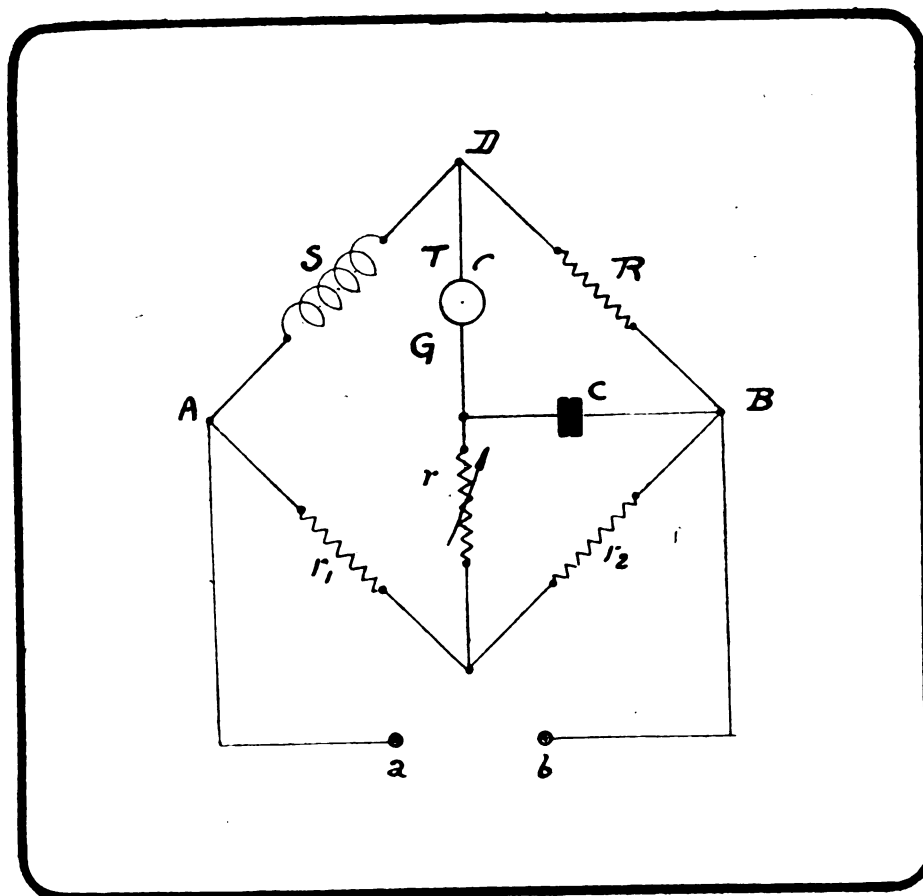


Fig. 2.

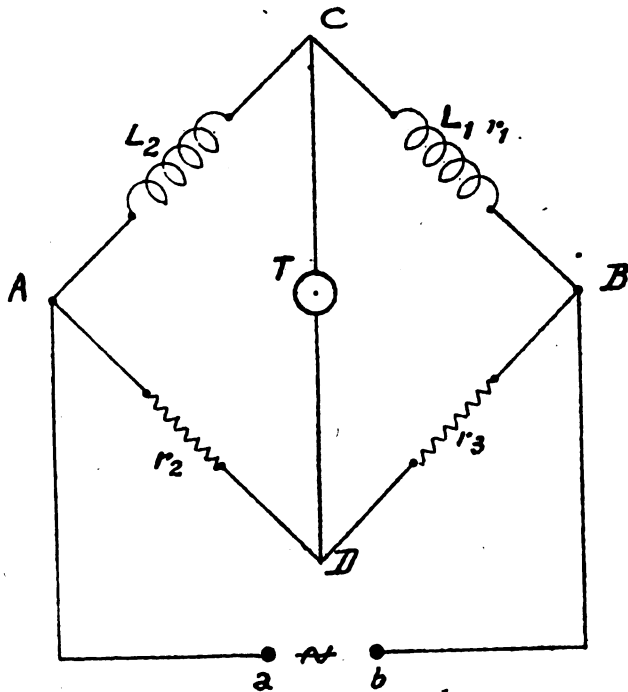


Fig. 3.

celle de quantités qui leur sont proportionnelles, par exemple des longueurs de fil résistant. Ceci nous conduit dès maintenant à envisager comme dispositif expérimental, l'appareil connu sous le nom de *pont à corde*.

Influences des capacités réparties

Dans une première approximation nous avons négligé les capacités propres des selfs. Chaque capacité répartie pouvant être considérée comme une capacité en dérivation aux bornes de la self, on est amené à étudier un montage dérivant du précédent par le remplacement des selfs par des capacités.

Un calcul tout à fait analogue au précédent montre que l'on doit avoir, pour l'extinction du son dans le téléphone.

$$\frac{r_2}{r_3} = \frac{C_1}{C}$$

Si, maintenant, on considère le montage complet de la figure 3, on voit que l'extinction du son peut être réalisée soit quand on a

$$\frac{r_2}{r_3} = \frac{L}{L_1}$$

soit quand on a

$$\frac{r_2}{r_3} = \frac{C_1}{C}$$

Pour qu'il n'y ait aucune ambiguïté ni aucun doute, il faudrait avoir

$$LC = L_1 C_1$$

Bien entendu, cette condition n'a pas de raisons d'être vérifiée par deux selfs quelconques ; il semble donc qu'il faille introduire la complication d'un troisième réglage ; nous allons voir, au contraire, qu'on peut très bien faire la mesure sans s'occuper des capacités. La seule différence que l'on trouvera dans la pratique sera un affaiblissement considérable du son, au lieu d'une extinction totale.

Les esprits inquiets seront naturellement tentés de croire que la méthode n'a aucune valeur, puisqu'on peut obtenir l'affaiblissement du son, qui est en somme la base de la méthode, pour deux valeurs différentes du rap-

port $\frac{r_2}{r_3}$; s'il n'y a pas moyen de distinguer le moment où on équilibre les selfs et celui où on réalise l'équilibre des capacités, mieux vaut ne pas faire de mesure ! Qu'ils se tranquillisent et qu'ils fassent une fois une mesure :

ils verront qu'il est absolument impossible de distinguer l'affaiblissement du son correspondant aux capacités si on est loin de l'équilibre des selfs. Si cette affirmation ne les satisfait pas, voici quelques raisonnements qui, espérons-nous, rendront le calme à leur esprit.

D'abord de deux choses l'une : ou bien la condition $LC = L_1 C_1$ est très près d'être réalisée : même si on distinguait les deux affaiblissements, la mesure pourrait n'en être pas sensiblement affectée ; ou bien cette condition est très loin d'être réalisée ; dans ce cas, on peut décomposer le courant en deux composantes (toutes questions de déphasage mises à part) : l'une qui s'annule pour une certaine valeur de $\frac{r_2}{r_3}$, l'autre qui a une valeur différente de zéro au voisinage de cette valeur. C'est évidemment cette dernière composante qui donne sa valeur au minimum réellement observé. Comparons entre elles les intensités maxima de chaque composante au moment du minimum de l'autre. On peut remarquer que le courant qui passe dans le téléphone est inférieur ou au plus égal au plus faible courant qui passe dans une quelconque des branches du pont. Dans le cas de l'extinction relative aux selfs, le cas le plus défavorable qui puisse se présenter est celui où le courant relatif aux capacités a sa valeur maxima ; la capacité répartie des bobines n'atteignant jamais le millième de microfarad pour un appareil alimenté sous 10 volts efficaces, l'intensité parasite maxima serait de 10⁻⁷ ampère, c'est-à-dire à peine audible. L'affaiblissement relatif aux selfs sera donc très net.

Pour qu'il y ait doute pour le second minimum, il faudrait que l'intensité du courant dû au déséquilibre des selfs ait une valeur comparable à celle qu'on vient de trouver. Or, un courant aussi faible ne peut se rencontrer qu'au voisinage immédiat de l'équilibre parfait, cas que nous avons écarté.

Il y a plus : on sait que la résistance présentée au passage d'un courant par un condensateur est d'autant plus faible que la fréquence est plus grande, et que c'est l'inverse pour une self. Comme le courant alternatif d'alimentation est rarement dépourvu d'harmoniques, ceux-ci passeront plus facilement à travers les capacités que le son fondamental, et, *seul*, le minimum de son relatif aux selfs s'accompagnera d'un changement de tonalité : le son deviendra plus aigu en s'affaiblissant.

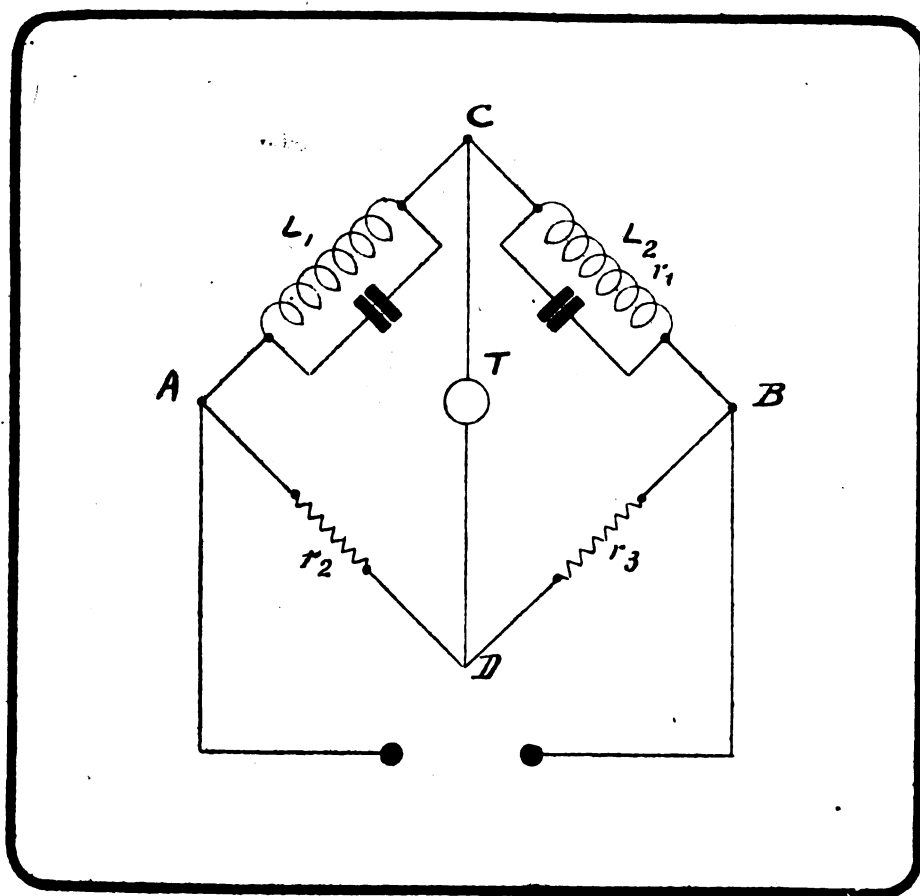


Fig. 4.

Donc, on pourra toujours reconnaître à quel moment on réalise la condition nécessaire à la mesure des coefficients de self.

Influence de la fréquence

Nous avons choisi nos conditions de manière à n'avoir pas à tenir compte de la fréquence du courant d'alimentation. Ceci, à vrai dire, n'est pas rigoureux pour une bande étendue, à cause des propriétés du fer ou des diélectriques. Mais pour des fréquences relativement basses, cette influence est extrêmement faible, et nous n'en tiendrons pas compte. On pourra donc, en particulier, faire la mesure avec du courant à 50 périodes pour placer la self dans des conditions voisines de ses conditions de fonctionnement, soit prendre le courant vibré produit par un buzzer; on choisira la fréquence qui convient le mieux à l'oreille.

Mesure du coefficient de self sous différents régimes

Une self, telle que celles que nous envisageons, est susceptible de travailler sous différents régimes. Or, les propriétés magnétiques du fer

sont telles que le coefficient de self décroît quand le courant augmente. Il y a donc intérêt à mesurer la valeur de la self sous l'intensité de service maxima de façon à ne pas avoir de surprise désagréable. Le courant produisant la plus ou moins grande saturation du fer pourrait être du courant alternatif, mais il interviendrait en se superposant au courant de mesure, et on ne pourrait l'éliminer qu'au moyen de dispositifs compliqués. Nous avons pensé qu'il était plus simple, donc plus pratique, de réaliser ce courant de saturation par du courant continu, le courant de mesure restant alternatif, et pouvant, par suite, en être facilement séparé. En particulier, dans la troisième méthode cette séparation est automatique puisque le téléphone n'est sensible qu'aux variations de courant. Comme source continue, nous employons une ou deux piles de poche, largement suffisantes pour donner un courant maximum de 100 millis.

On peut les placer en deux points différents du montage. Un premier procédé consiste à les placer en série avec le téléphone, qui doit alors être à faible résistance. Le courant se répartit dans les branches du pont en raison inverse de leur résistance; un milliampermètre, thermique de

préférence, mesure le courant parcourant la self à mesurer. Cette disposition n'est à employer que pour des selfs à peu près identiques, car, dans le cas contraire, on serait conduit à employer une trop forte tension pour assurer un courant suffisant.

Un second procédé, qui semble plus pratique, consiste à intercaler la pile en série avec la self à mesurer. Cette disposition a le petit inconvénient d'introduire dans le terme r de la relation d'équilibre la résistance interne de la pile, résistance qui se chiffre par quelques ohms, donc sans grande importance pratique.

Constitution de la self-étalon

En vertu des procédés employés pour la mesure sous différentes intensités le même courant passe dans l'étalon et dans la self à mesurer. Pour que la mesure ait un sens il faut que l'étalon ne varie pas suivant le courant qui le traverse, ce qui proscriit presque absolument l'emploi du fer, tout au moins sans précautions spéciales. Il semble donc que l'étalon doive être une self sans fer; mais ici on se heurte à une autre très grave difficulté. En effet, nous avons en vue la mesure des selfs de 50 henrys; pour avoir une bonne précision, il faudrait que l'étalon ne soit pas inférieur à la moitié de la self à mesurer; je ne vois pas bien un amateur sensé entreprenant une self sans fer de 25 henrys! Il faut donc renoncer à ces selfs, tout au moins avec ce mode d'emploi, et se rabattre sur les selfs à fer, dont l'étalonnage s'impose. D'autre part, il nous est bien suffisant d'avoir la valeur de la self à deux ou trois henrys près sur 50; dans ces conditions, le calcul montre qu'on peut se contenter d'un étalon de 2 henrys avec l'appareil dont nous donnerons les caractéristiques plus loin. En appliquant le même pro-

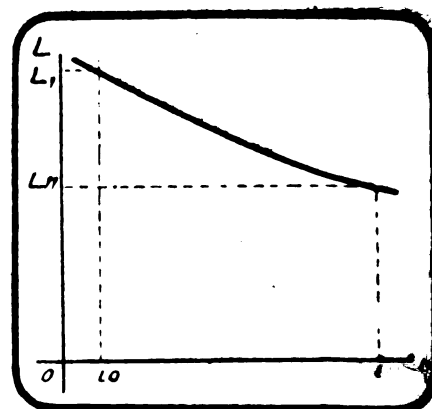


Fig. 5.

cédé, cet étalon de 2 henrys pourra être mesuré et étalonné en se servant d'une self à air de 200.000 microhenrys, valeur courante dans le commerce. Cet étalon de 2 henrys peut être facilement réalisé par l'amateur, soit de toutes pièces, soit en « arrangeant » plus ou moins un vieux transfo BF hors d'usage. On établira une courbe d'étalonnage en portant sur deux axes rectangulaires les valeurs du courant i et les valeurs correspondantes du coefficient L .

Nous insistons tout particulièrement sur la nécessité de réaliser un étalonnage soigné si l'on veut faire des mesures qui signifient quelque chose.

Si l'amateur trouvait trop compliquée la méthode de mesures successives exposée ci-dessus, ou s'il mettait un point d'honneur à tout réaliser entièrement par lui-même, il pourrait mesurer directement son étalon par la méthode d'Anderson ou, à la rigueur, celle de Joubert. Dans ces conditions, il vaudrait mieux se constituer un étalon voisin de 50 henrys, puisqu'on n'est plus gêné par la nécessité de trouver un étalon primaire d'une valeur assez grande.

Pour ceux qui emploieront la méthode d'Anderson, nous ferons remarquer que, pour une self donnée, il y a une infinité de valeurs possibles pour r , r_1 , r_2 , R , C , ces valeurs étant liées par les formules

$$L = RC \left[r + r_1 + \frac{r_1}{r_2} \right] \rho = R \frac{r_1}{r_2}$$

Par exemple pour une self de 50 henrys 300 ω on pourra prendre

$$R = 1\Omega \quad C = 1\mu / r_1 = 20\omega \quad r_2 = 15.000\omega$$

r variera de 0 à 35 ω . Ce ne sont peut-être pas les valeurs les plus commodes, mais, dans chaque cas particulier, on pourra se donner trois variables arbitrairement, suivant ses disponibilités en matériel et, sachant d'autre

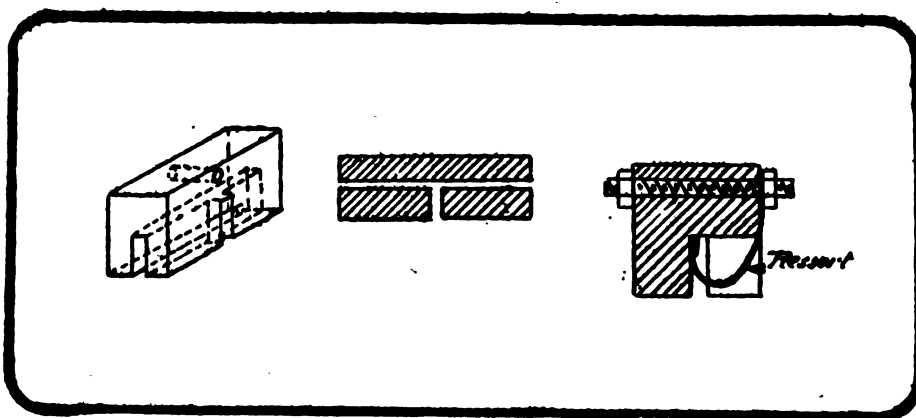


Fig. 7.

part à peu près quel résultat on veut atteindre, on en déduira les deux autres variables par les deux formules ci-dessus.

Réalisation pratique

Toutes ces considérations théoriques, forcément un peu arides, étant terminées, il nous reste à donner la réalisation pratique de l'appareil de mesures basé sur la troisième méthode. Nous choisissons celle-ci parce qu'elle est la plus simple, et aussi parce que la plupart de ses éléments sont communs avec la deuxième méthode.

L'appareil que nous décrivons est un pont de Wheatstone du type dit à corde; le seul reproche que pourrait lui faire l'amateur est son encombrement assez important; mais là, l'ingéniosité de chacun peut se donner libre cours pour réduire cet encombrement par une disposition appropriée, le principe restant le même.

Sur une planche de bois bien sec, de 60 centimètres de long sur 20 de large on fixe huit isolateurs en porcelaine disposés, comme l'indique la figure, en deux groupes de quatre à 54 centimètres les uns des autres. Sur ces isolateurs, on tend un fil résistant en ferro-

nickel ou nickel-chromé, de 5/10 de $\varnothing$ de diamètre et de 2 m. 50 de long., comme l'indique la figure, en suivant l'ordre 1, 5, 6, 2, 3, 7, 8, 4, pour les isolateurs. Entre ceux-ci, on colle une bande de papier fort de 52 centimètres de long sur 12 de large, sur laquelle on a tracé préalablement quatre graduations en centimètres (ou en millimètres, suivant la dose de patience dont on dispose), allant de 0 à 50 centimètres pour la première, de 50 à 100 en sens inverse pour la deuxième, etc., en changeant de sens à chaque fois, jusqu'à 200 pour la quatrième. Dans la mise en place de cette bande sur la planche, il faudra la disposer parallèlement aux fils tendus, et à 1/2 centimètres en avant ou en arrière de ceux-ci.

Deux fils voisins étant espacés de 3 centimètres, il reste 5 centimètres à la partie avant, et 6 centimètres à la partie arrière de la planche. A la partie arrière, on dispose deux groupes de deux bornes servant à brancher la self étalon et la self à mesurer; on place un milliampèremètre, et un potentiomètre muni de son cadran.

A la partie avant on met trois bornes. Le tout est connecté comme l'indique la figure.

A l'aplomb des graduations 50, 100, 150, les fils résistants s'enroulant sur deux isolateurs consécutifs sont réunis par un fil de cuivre soudé. De même toutes les connexions sont en gros fil de cuivre et soudées.

La prise variable D (voir schéma) est réalisée de la façon suivante:

Dans un morceau d'ébonite ou, à la rigueur, de bois, de 10 x 20 x 25 millimètres, on trace à la scie à métaux une rainure longitudinale profonde de 10 millimètres. Puis, au milieu de la longueur, on en pratique une seconde sur la moitié seulement de l'épaisseur, et profonde de 12 millimètres.

Au-dessus de cette rainure et dans la partie restée intacte on perce un

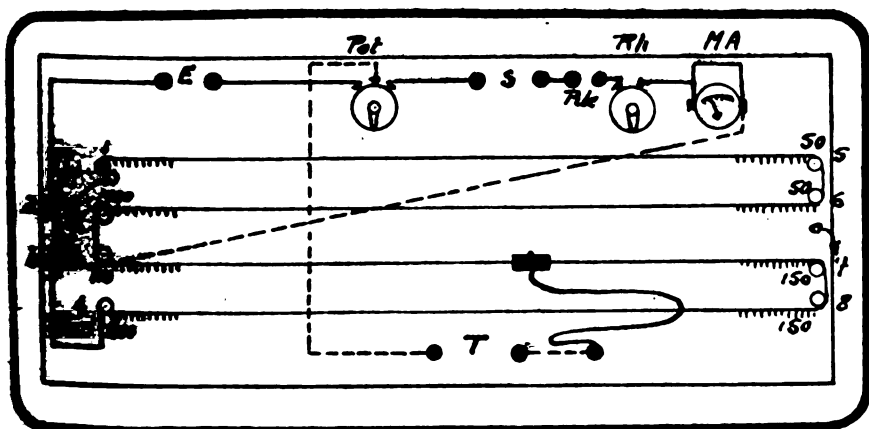


Fig. 6.

trou de trois, pour passer un bout de tige filetée, fixée par deux écrous de part et d'autre.

Dans l'entaille transversale on place un morceau de fil d'acier, ou de laiton écroui, formant ressort, de façon à s'appliquer contre la paroi opposée de l'entaille longitudinale. Un morceau de fil souple de 30 à 35 centimètres de long sera fixé par une extrémité au curseur et, par l'autre, à une borne prévue à cet effet sur l'avant de la planche.

Le potentiomètre est du modèle courant de 300 ou de 600 ω . Si toutefois on était amené à faire des mesures sous des intensités relativement grandes, il faudrait employer un potentiomètre à fil plus gros.

Le milliampèremètre sera disposé sur la partie arrière de la planche. Si ce n'est pas un appareil thermique, pour éviter de le détériorer par les courants alternatifs, on mettra une barrette de court-circuit entre ses bornes.

Le rhéostat Rh sera un appareil à assez grande résistance, au moins 150 ω ; on peut d'ailleurs le remplacer par un potentiomètre à gros fil, dont une seule extrémité est utilisée.

Mode d'emploi de l'appareil et calcul de la self

Entre les bornes *a* et *b* on établit une différence de potentiel alternative soit au moyen d'un petit transfor-

mateur (transfo de sonnerie), soit par un bouchon « interapt » et la terre, soit encore avec un buzzer. On branche les selfs en évitant toute action mutuelle, et en respectant la place de l'étalon. On met la potentiomètre au milieu de sa graduation, et en déplaçant le curseur D, depuis A jusqu'à B, on cherche la position du minimum de son. Une fois qu'on l'a obtenue, on ajuste le potentiomètre et on retouche la position de D jusqu'à l'extinction totale du son fondamental. Noter que ces recherches se font uniquement au moyen de D et non du potentiomètre. On repère alors la division en face de laquelle se trouve l'entaille transversale du curseur D, et on en déduit le rapport $\frac{r}{r_1}$; si *x* est la division, lire en centimètres, où on s'est arrêté, on a

$$\frac{r}{r_1} = \frac{x}{200 - x}$$

On en déduit immédiatement

$$\frac{L}{L_1} = \frac{x}{200 - x}$$

Pour calculer la résistance ohmique de la self, il faut connaître les résistances introduites dans les deux branches par la présence du potentiomètre, soient *m* et *n* ces résistances, on a

$$\frac{R_1 + m}{R_1 + n} = \frac{x}{200 - x}$$

Pour les mesures sous différentes intensités, on branche la pile, on enlève la barrette de court-circuit du milli, puis on établit la différence de potentiel alternative en *a b*. On fera les mêmes opérations que dans le cas précédent. La formule qui donne les coefficients de self est toujours

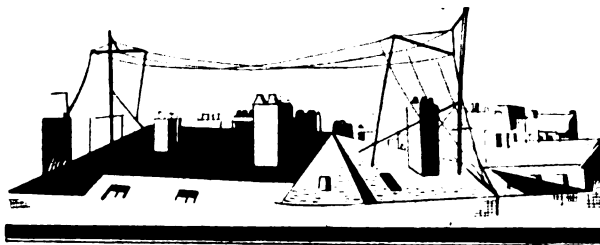
$$\frac{L}{L_1} = \frac{x}{200 - x}$$

Mais la formule qui donne les résistances est un peu plus compliquée. Si ρ est la résistance du milli, ρ_1 la résistance interne de la pile et ρ_2 la résistance de la partie du rhéostat en service, on a

$$\frac{R + m}{R_1 + n + \rho + \rho_1 + \rho_2} = \frac{x}{200 - x}$$

Conclusion

Notre but en écrivant ces lignes n'est pas de doter l'amateur d'un laboratoire de mesures complet. Nous voulons simplement lui permettre au moyen d'instruments rustiques, et, autant que possible, d'usage courant, de se rendre compte de l'ordre de grandeur des phénomènes qu'il met en œuvre, des conditions de fonctionnement de ses appareils, et de l'amener ainsi, d'une manière relativement assez scientifique, à se placer dans les conditions optima de rendement de tous les dispositifs qu'il utilise.



RÉSONANCE ET SÉLECTIVITÉ

(Suite)

par Y. DOUCET

■ ■ ■ ■ ■

6° Caractéristiques du montage

POUR illustrer le schéma de montage donné précédemment (*) nous allons donner quelques courbes de résonance obtenues expérimentalement.

Voici tout d'abord les caractéristiques du montage employé, en commençant par les circuits oscillant et détecteur, qui restent invariables dans toutes les séries d'expériences.

a) *Hétérodyne*. — Elle est montée avec une lampe de réception à grosse consommation. L'alimentation du filament est faite normalement, c'est-à-dire que l'accumulateur débite 0,7 ampère environ sous 4 volts.

La tension plaque est fournie par le secteur alternatif branché directement.

Le milliampèremètre de grille, gradué de 0 à 1 milliampère, est shunté par un condensateur de 2 microfarads.

Les deux selfs du circuit oscillant ont des valeurs en rapport avec celles du circuit résonnant, qui sera précisé plus loin.

Elles sont montées sur un support à trois branches d'écartement variable; la troisième étant occupée, comme nous le verrons, par une bobine qui compose la première partie de la self du circuit en étude.

Le condensateur variable a une capacité de 5 millièmes de microfarad. La forme de ses plaques importe peu; il est d'un modèle quelconque, à faibles pertes cependant.

Le condensateur fixe intercalé entre la bobine de grille et celle de plaque a une capacité de 2 microfarads (minimum). Il doit évidemment pouvoir supporter les surtensions possibles.

b) *Détecteur*. — La partie essentielle de ce circuit est le détecteur à galène. N'importe quel appareil assurant un contact franc et surtout stable entre la pointe et la galène convient. La bobine de self dont la valeur est en rapport avec celle du circuit résonnant, est montée sur un second support à écartement variable placé à 1 mètre au moins du premier et perpendiculairement

à lui. Il importe, en effet, que le flux des bobines de l'hétérodyne à travers celle du circuit détecteur soit absolument négligeable, c'est-à-dire sans effet appréciable sur le milliampèremètre de mesure.

Ce milliampèremètre, gradué de 0 à 1, est disposé en série avec la self et le détecteur; il est shunté par un condensateur de 2 microfarads.

C'est en effet la lecture d'une intensité de courant périodique redressé faite sur un appareil polarisé — à cadre mobile — qui nous renseigne sur la valeur de l'intensité maximum du courant alternatif de haute fré-

Le courant i à travers le détecteur est donc, à chaque instant, proportionnel au carré de la différence de potentiel aux bornes. Il est par ailleurs toujours de même sens, et sa valeur moyenne nous est donnée par le milliampèremètre. Cette valeur étant donc proportionnelle à U^2 l'est aussi à I^2 . Mais I' , valeur maximum du courant induit, est proportionnel à I , valeur maximum du courant inducteur, le coefficient de proportionnalité étant le coefficient de mutuelle induction entre les deux circuits. En laissant M constant pendant la série d'observations, on voit qu'en définitive le nombre lu sur le milliampèremètre à cadre du circuit détecteur est proportionnel au carré de l'intensité maximum du courant dans le circuit résonnant.

On retiendra, au point de vue expérimental, que le couplage des bobines L_1 et L_2 (fig. 9, *QST* n° 59) doit rester absolument invariable.

c) *Circuit résonnant*. — Il comprend la self et le condensateur d'accord. On divise la bobine à étudier en deux parties sensiblement égales. L'une est couplée avec le circuit de l'hétérodyne en couplage lâche. On reconnaît que cet accouplement est suffisamment faible à ce que le milliampèremètre de grille de l'hétérodyne accuse une faible diminution de courant au moment où le milliampèremètre du circuit détecteur donne son indication maximum.

La seconde partie de la bobine est couplée avec la self du circuit détecteur. Le coefficient de mutuelle induction doit être ainsi faible que celui dû au couplage de l'hétérodyne avec la première partie de la self en étude. On voit que les deux parties de cette self seront fort éloignées l'une de l'autre puisque l'hétérodyne est très éloignée du détecteur. La valeur du coefficient de self-induction ne changera donc pas sensiblement du fait de la séparation en deux parties de la bobine.

Le condensateur est à faibles pertes et à démultiplication. Il faut pouvoir lire exactement la valeur de l'angle de rotation. Les condensateurs du genre « palmer » sont tout indiqués lorsqu'on veut avoir une lecture proportionnelle

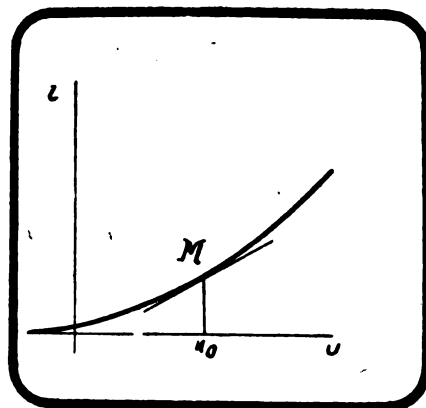


Fig. 1.

quence qui existe dans le circuit résonnant. Soit I cette intensité; nous allons montrer que le milliampèremètre nous donne une indication proportionnelle à I^2 .

On a vu justement que, dans le tracé des courbes de résonance, on portait en ordonnées non pas une quantité proportionnelle à I , mais une quantité proportionnelle à I^2 .

Or, la théorie du détecteur nous montre que si u' est la tension aux bornes,

$$u' = U' \sin \omega t$$

le courant i' à travers le cristal est

$$i' = \frac{U^2}{4} f'(u_0)$$

$f'(u_0)$ étant la valeur que prend la dérivée seconde de la fonction $f(u)$ pour la valeur u_0 .

(*) Voir *QST*, n° 59.

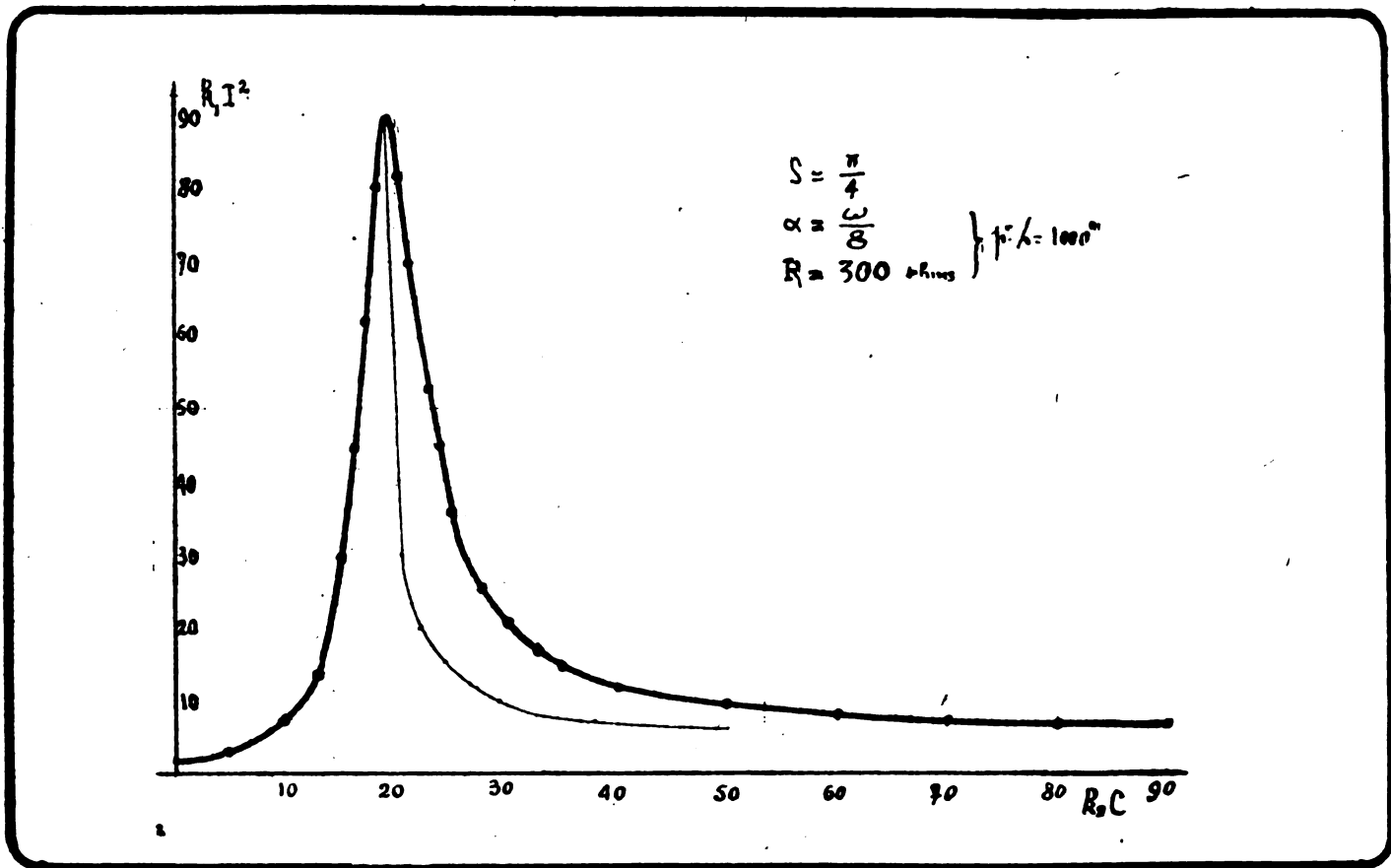


Fig. 2.

à la capacité. Des condensateurs à très larges boutons et à dispositif précis pour la lecture de la graduation sont indispensables dans le cas de lames *square law* ou *straight line*.

Le montage — dont le schéma a été donné dans la première partie de l'article — étant ainsi réalisé, on procédera comme il suit.

Après avoir branché le secteur (tension plaque), chauffer le filament de façon que le milliampèremètre *m* indique un courant d'environ 0,5 milliampère. Coupler fortement G et P. Découpler L_1 et L_2 , en suivant les indications données précédemment.

En faisant varier le condensateur d'hétérodyne, le condensateur du circuit détecteur étant vers la division 50, on observera les indications de M. Ce milliampèremètre décélèrera une augmentation du courant, suivie d'une diminution. On laissera alors le condensateur d'hétérodyne à la position qui donne sensiblement le maximum de courant dans le circuit détecteur.

On retouchera ensuite au couplage de L_2 et L_3 , afin d'augmenter ou de diminuer — s'il y a lieu — le courant maximum dans M, de façon ce que sa valeur soit de l'ordre de 1 milliampère.

On passera enfin à une série de mesures.

Le condensateur d'hétérodyne restant absolument fixe et les couplages rigoureusement invariables, on fera varier le condensateur du circuit résonnant de 0 à 180 degrés et, pour chaque valeur, on lira les indications de M. On tracera la courbe de résonance, en portant en ordonnées l'intensité lue au milliampèremètre et en abscisses soit les numéros du cadran du condensateur (condensateur à lames demi-circulaires), soit le carré de ces indications (condensateur à variations linéaires de fréquence). Toute la variation d'intensité se passe sur quelques degrés du condensateur, d'où la nécessité d'avoir un dispositif micrométrique. Les mesures demanderont évidemment à être d'autant plus précises qu'on s'approchera du maximum. Après avoir repéré la valeur I, on notera les deux numéros du condensateur qui donnent la valeur moitié $\frac{I}{2}$.

La différence de ces deux nombres sera utile pour la détermination de l'amortissement.

7° Résultats expérimentaux.

Voici, à titre d'exemple, quelques courbes obtenues avec un circuit

résonnant dont la self a une valeur d'environ 0,7 millihenrys, le condensateur (de 1 millième de μF) étant à lames demi-circulaires. On peut tracer le lieu du milieu des cordes parallèles à l'axe des abscisses, on trouvera l'hyperbole équilatère définie dans le précédent article.

On a vu que le décrément s'exprimait par

$$\delta = \pi \frac{dc}{C}$$

dc étant la variation de capacité qui fait passer le courant de la valeur du maximum à la valeur moitié, et C étant la capacité de résonance.

On a ici sur la courbe

$$\delta = \pi \frac{5}{20}$$

soit

$$\delta = \frac{\pi}{4}$$

C'est une valeur très grande pour un circuit employé dans un montage de T. S. F.

Le coefficient d'amortissement α a pour valeur

$$\alpha = \frac{\omega}{2} \frac{dc}{C}$$

soit ici

$$\alpha = \frac{\omega}{2} \cdot \frac{5}{20}$$

c'est-à-dire

$$\alpha = \frac{\omega}{8}$$

On connaît, au moins approximativement, la valeur de ω . En effet, au numéro 20 du condensateur la capacité est sensiblement le 1/5 de la capacité maximum ($2 \cdot 10^{-3} \mu\text{F}$) soit

$$\frac{2}{5} 10^{-3} \text{ farads}$$

et la self étant d'environ $0,7 \cdot 10^{-3}$ henrys, la pulsation est

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

soit

$$1,8 \cdot 10^6$$

— ce qui correspond à une longueur d'onde de 1.000 mètres. La valeur absolue de α est donc de

$$2 \cdot 10^5$$

La résistance ohmique est

$$R = 2L\alpha$$

soit

$$R = 2 \times 0,7 \cdot 10^{-3} \times 2 \cdot 10^5$$

c'est-à-dire

$$R = 280 \omega$$

Toutes ces valeurs caractérisent un circuit résistant et par suite très amorti; d'ailleurs on pouvait s'en rendre compte pendant le cours même des mesures: il fallait une variation de plus de trois divisions d'un gros condensateur ($2 \cdot 10^{-3} \mu\text{F}$) pour faire tomber le courant à moitié de sa valeur aux environs du maximum.

En général, les bobines des circuits d'accord des postes récepteurs sont moins amorties, comme on s'en rendra compte par la courbe suivante. Elle a été obtenue avec une self d'environ $1.400 \mu\text{H}$, qui, avec un condensateur de 1 millième de microfarad donne une longueur d'onde de l'ordre de 2.000 mètres.

Le condensateur employé était à

variation linéaire, de fréquence. On a vu que, si on portait en abscisse des nombres proportionnels à ω^2 , on obtenait une courbe présentant un axe de symétrie. C'est ce qu'on vérifie expérimentalement.

L'hétérodyne émettait sur 2.200 mètres et une variation d'un degré seulement du condensateur aux environs de la pointe de résonance suffisait pour faire tomber le courant à moitié de sa valeur. On voit déjà que cette bobine est beaucoup moins résistante que la précédente. En effet, la valeur du décrement est

$$\delta = 2\pi \frac{d\omega}{\omega}$$

soit

$$\delta = 2\pi \frac{1,25}{85} = \frac{\pi}{34}$$

c'est-à-dire huit fois plus petite.

Le coefficient α d'amortissement

$$\alpha = \frac{d\omega^2}{2\omega}$$

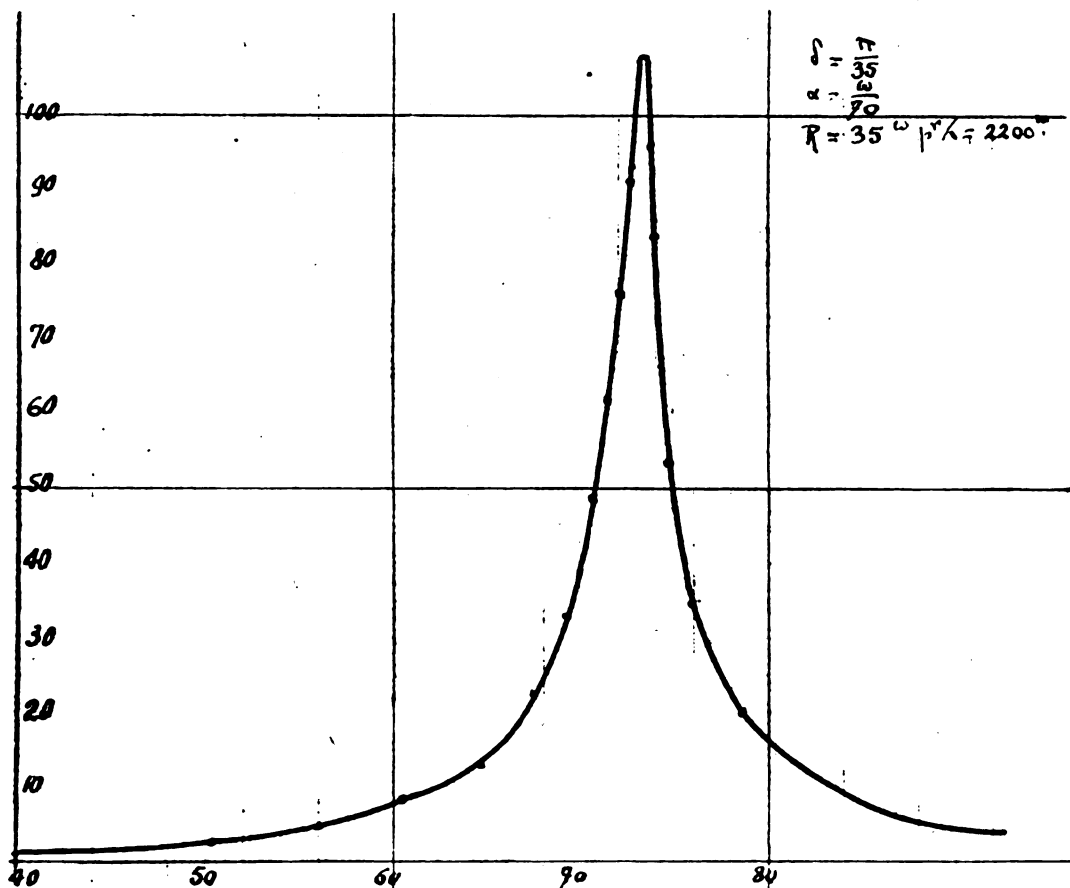


Fig. 3.

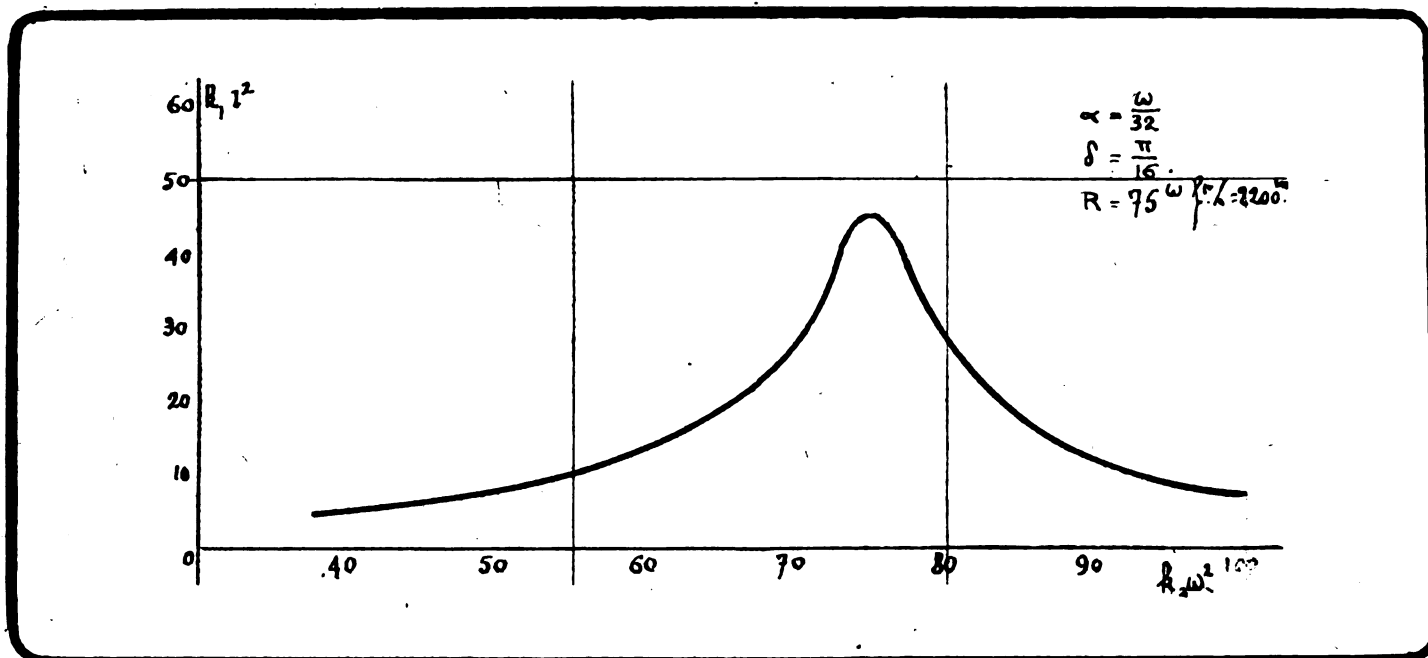


Fig. 4.

s'écrit plus simplement

$$\alpha = d\omega$$

puisqu'on peut écrire

$$d\omega^2 = 2\omega d\omega$$

Mais, à moins d'exprimer la variation de ω en fonction de la capacité et celle-ci en fonction de l'angle de rotation, on ne connaît qu'une quantité proportionnelle à $d\omega$.

Cependant, on sait que

$$\frac{d\omega}{\omega} = \frac{1,25}{85} = \frac{1}{68}$$

par suite

$$\alpha = \frac{\omega}{68}$$

L'hétérodyne oscillant sur 2.200 mètres, la fréquence de résonance est de

$$\omega = 2\pi \cdot 135 \cdot 10^3$$

et la valeur de l'amortissement

$$\alpha \neq 12.500$$

L'expression donnant la résistance est

$$R = 2\pi L$$

soit

$$R = 2 \cdot 12.500 \cdot 1,4 \cdot 10^{-3}$$

$$R = 35 \text{ ohms}$$

Pour des longueurs d'onde du même ordre de grandeur on voit que cette bobine a une résistance ohmique presque dix fois plus faible que la précédente.

Voyons expérimentalement comment se déforme la courbe de résonance quand la résistance change, toutes choses restant égales par ailleurs.

Pour cela, introduisons dans le circuit résonnant une résistance pure (non selfique : boîte de résistances

étalonnées, par exemple) et recommandons une série de mesures. On obtient une courbe ayant l'allure de la figure ci-dessus. En déterminant comme précédemment les valeurs de α , δ et R on trouve que

$$\alpha = \frac{\omega}{32}$$

$$\delta = \frac{\pi}{16}$$

$$R = 74 \omega$$

On constate que les valeurs de α et δ ayant doublé, la résistance additionnelle non selfique est égale à la résistance de la bobine pour la fréquence en usage.

On a là un moyen expérimental très rapide pour déterminer la résistance en haute fréquence d'une bobine de self-induction.

Soit $d\omega$ la variation de fréquence qui fait tomber le courant à moitié de sa valeur au voisinage de la résonance lorsque la résistance ohmique est R et soit $d\omega'$ cette variation lorsque la résistance est $R_1 + R$, R_1 étant la résistance additionnelle d'une boîte étalonnée à résistances variables, on a

$$R = 2Ld\omega$$

et

$$R + R_1 = 2Ld\omega'$$

Faisons varier R_1 de façon que

$$R_1 = R$$

On a alors

$$d\omega' = 2d\omega$$

Donc, pour mesurer la résistance d'une bobine, on intercalera dans le circuit une résistance variable non selfique, que l'on fera varier jusqu'à ce que l'on ait

$$d\omega' = 2d\omega$$

c'est-à-dire (condensateur à variation linéaire de fréquence)

$$d\theta' = 2d\theta$$

A ce moment, la résistance lue sur la boîte sera celle de la bobine pour la fréquence en expérience.

Le procédé est très rapide et donne une précision largement suffisante dans bien des cas.

Enfin, on peut compléter cette étude expérimentale par le tracé des courbes de résonance à deux points. Au lieu de rechercher un couplage lâche entre le circuit résonnant et l'hétérodyne, on utilise un couplage serré. On constatera aisément l'existence des deux maxima. Néanmoins, pour que l'expérience soit probante, il y aura lieu de découpler légèrement les circuits grille et plaque de l'hétérodyne, afin que le creux entre les deux maxima ne soit pas trop prononcé.

8° Conclusion

Avec le montage indiqué précédemment (1), on peut construire expérimentalement la courbe de résonance des circuits utilisés dans les différents montages de postes de T.S.F. d'une façon simple et avec des appareils de mesure ordinaires (milliampèremètre à cadre).

On peut ainsi déterminer les valeurs de l'amortissement et de la résistance ohmique de ces bobines pour la fréquence envisagée.

La connaissance de ces nombres, déjà intéressante par elle-même, nous sera de plus utile dans la détermination de la distortion en haute fréquence introduite par les pointes de résonance.

(A suivre.)

(1) Voir Q. S. T. n° 59.

RECHERCHES ET ESSAIS SUR LES LAMPES DE T. S. F.

(Suite)

par A. KIRILOFF, *Ingénieur Radio E. S. E.*

■ ■ ■ ■ ■

EN cas de plusieurs étages H. F., il est nécessaire, pour annuler l'action électrostatique entre les circuits plaque et grille, d'ajouter un écran extérieur de lampe (voir fig. 70). Le mieux est de la placer exactement aux points extrêmes de l'écran intérieur de lampe, c'est-à-dire à une hauteur de près de 2 cm. de la partie supérieure du culot. Cette lampe, employée pour H. F., fournit une très grande amplification (maximum pour la tension plaque = 150 v.) et améliore sensiblement la sélectivité, tout en donnant un fonctionnement idéal en H. F.; l'intervention d'un propre accrochage de lampe n'est pas à craindre, grâce à l'annulation de fait de la capacité grille-plaque ($C = 0,01 \mu\text{F}$), ce qui est d'une grande importance dans les cas de plusieurs étages H. F. et des ondes courtes.

Nous terminons par ces lampes la revue des conquêtes de la technique industrielle en H. F.

Ces lampes possèdent d'importants ρ et K (ou K seul) et ont trouvé une grande application dans la H. F. à résistance et résonance. Toutefois, malgré ce grand pas en avant dans le sens de l'augmentation de K et ρ et l'amélioration de la sélectivité et de l'amplification, l'utilisation de ces lampes en H. F. a rencontré encore un grand obstacle : malgré tous les efforts, la capacité grille-plaque de la lampe pouvait être abaissée seulement jusqu'à $0,1-0,3 \mu\text{F}$. Le principal défaut de la capacité grille-plaque des lampes est, d'une part, ce que l'on appelle l'effet de régénération ; il est impossible, à l'aide de ces lampes, d'obtenir une importante amplification, car il se produit un phénomène de renvoi d'énergie appelé feed back, et, d'autre part, la capacité parasite donne un accrochage qui ne permet

guère d'obtenir un fonctionnement de lampestable. Les savants et les constructeurs, désirant éloigner cette influence nuisible de la capacité grille-plaque, suivaient, d'une part, le chemin de la neutralisation de la capacité et, d'autre part, modifiaient la construction même de la lampe. Pour savoir comment réaliser la neutralisation de la capacité grille-plaque de la lampe, nous donnons ici les schémas fondamentaux de cette neutralisation (voir fig. 58 et 59)

Lampe B. F.

Une grande attention est consacrée actuellement à l'étude des B. F.; la technique a fait dans ce sens de grands

efforts. Il a été remarqué en pratique que le son dans le téléphone augmente sensiblement lors de l'augmentation de l'intensité du courant plaque (puissance de lampe), de même que de sa saturation. On a donc entrepris la construction de lampes de puissance, destinées à la B. F. L'augmentation de la puissance de la lampe était généralement obtenue par l'augmentation de la puissance du filament. On entreprit la construction de lampes avec fil 0 a. 1 ; 0 a. 25 ; 0 a. 5, etc. Parmi les lampes dernièrement construites, les plus intéressantes sont celles que nous donnons au tableau comparatif n° I.

Dans le but d'augmenter le volume de son, de même que pour la meil-

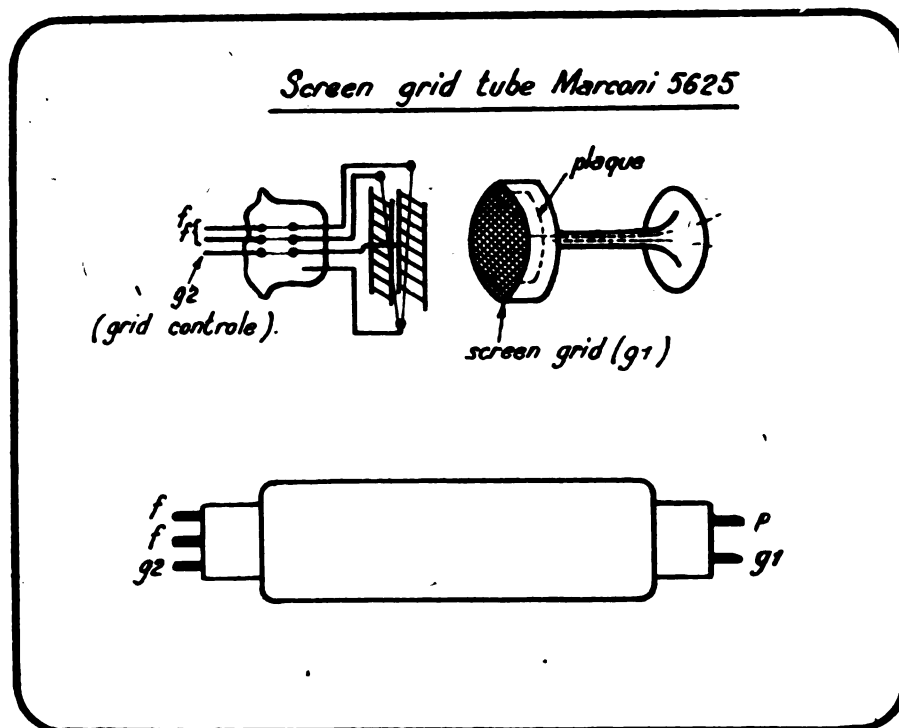


Fig. 67

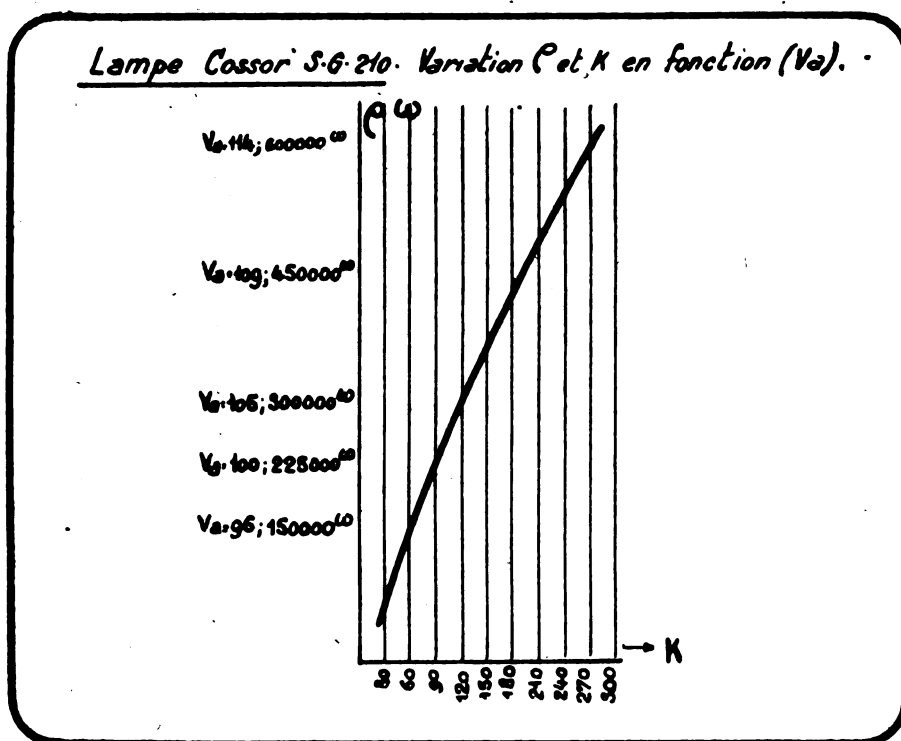


Fig. 68

leure utilisation de l'énergie au dernier étage B. F., la technique a élaboré un type de lampe destiné au dernier étage B. F. et qui peut maintenir une tension négative de grille importante avec une petite résistance interne et une grande pente. En somme, pour obtenir un bon fonctionnement de la lampe B. F. pour dernier étage, il est essentiel de remplir les conditions suivantes :

1° Polarisation. Il se forme, dans le circuit grille-filament de la dernière lampe B. F., un courant formant des torsions dans le circuit plaque. Afin d'annuler cet effet, il est nécessaire de paralyser la grille à l'aide de la tension négative, qui doit être d'autant plus forte qu'est forte la tension plaque. Les expériences ont démontré que, pour une polarisation rationnelle, il est nécessaire d'employer 7-8 volts négatifs pour le dernier étage B. F. Avec les lampes B. F. ordinaires, cette polarisation provoque une annulation du courant plaque. Il était donc nécessaire de construire des lampes à résistance interne extrêmement petite et pente très marquée, où les courbes sont déplacées vers la gauche. Ces lampes peuvent fonctionner avec une tension négative de grille importante.

2° La résistance interne de lampe doit être de la même importance que la résistance apparente du haut-parleur (de l'ordre de 2.000 Ω).

3° Le courant permanent doit être fort (de l'ordre non inférieur à 8 mA).

Nous donnons au tableau II les derniers types de lampe B. F. pour dernier étage.

Comme suite à la construction de nouvelles lampes pour B. F., on étudiait le plus sérieusement possible différents montages de B. F. : à

transfo, à autotransfo, à impédance, à résistance, à résonance, etc. L'étude de ces montages a démontré que le montage B. F. à transfo fournit une grande puissance, mais une faible pureté et, presque toujours, une certaine déformation. Malgré toutes les sérieuses tentatives entreprises pour la construction de transfo sans déformation de son, il n'a pas été possible d'y parvenir. Le montage à résistance, par contre, fournit une grande pureté, mais exige une grande dépense d'énergie, étant donné la grande chute de tension. Ce montage demande également des lampes à grands K et ρ . Par conséquent, ces deux principaux montages B. F. (à transfo et à résistance), qui ont bénéficié d'une grande extension en B. F., possèdent des qualités différentes et ne sont pas complètement améliorés. Les principaux défauts des montages à transfo sont, d'une part, une amplification mauvaise souvent remarquée et, d'autre part, la distorsion ; on peut les classer dans l'ordre suivant :

Influences principales provoquant une mauvaise amplification

La cause principale d'une mauvaise amplification dépend de différentes grandes pertes se produisant dans le circuit magnétique et l'enroulement

TABLEAU I

MÉTAL	PHILIPS	RADIOTECHNIQUE
CL104 : 3 v. 8 ; 0 a. 1 P 60-120 $\rho=8.000 \Omega$ K=6	A409 : 4 v. ; 0,06 P 10-120 $\rho=10.000 \Omega$ K=9	RT56 : 3 v., 4-3,8 ; 0,1 P 20-120 K=9 $\rho=6.000 \Omega$
CL124 : 4 v. ; 0 a. 16 P 40-100 v. $\rho=6.000 \Omega$ K=6,5	B406 : 3,4-4, 0,1 (env.) P 20-120 $\rho=5.000 \Omega$ K=6	R21 : 3 v. 8, 0,7 P=80 v. K=8,5-11,5 $\rho=25-35.000 \Omega$
T.M.D. : 4 v. ; 0 a. 5 P 100-200 $\rho=8.000 \Omega$ K=6		RT55 : 3,4-3,8 ; 0,1 P 20-120 K=12 $\rho=12.000 \Omega$
CL254 : 4 v. ; 0,25 P 20-120 $\rho=10.000 \Omega$ K=15		RT63 : 3,2-3,8 ; 0,07 P 80-160 (montage $\rho=150.000 \Omega$ B. F. à $a=0,3 \text{ mA v.}$ (résistance K=45
CL502 : 2 v. ; 0,5 P 40-120 $\rho=10.000 \Omega$ K=6		
CL63 : 3-3,3 v. ; 0 a. 06 P 20-80 $\rho=15.000 \Omega$ K=6		RT636, 655, 656 (universel) (voir chapitre lampes à chauffage en alternatif) Lampes radioélectriques (chauffage en alternatif)
CL975 : 5 v. ; 1 a. 0 $\rho=6.600 \Omega$ $a=1,0$ K=6,5 P=100-150 v.		

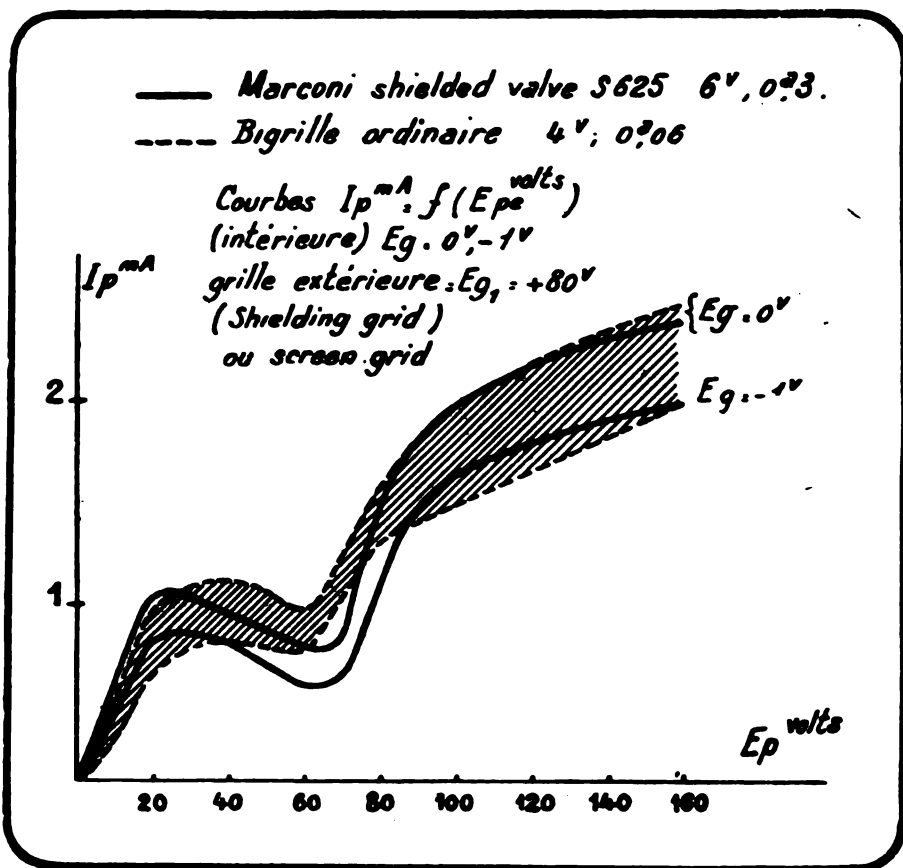


Fig. 69

du transfo. Les pertes les plus nuisibles se produisent dans le circuit magnétique : pertes sur le courant de Foucault et hystérésis. Les pertes sur le courant de Foucault sont proportionnées à l'induction au carré (B^2) ; les

pertes en hystérésis sont déterminées par la formule Steinmetz :

$$w = n_1 B_m^{1.6}, \text{ où } n_1 = \text{constante}$$

(par cycle et 1 cm^3) $B_m = \text{induct. moy.}$

De sorte que, pour obtenir une diminution des pertes, il est nécessaire de diminuer l'induction, ce que l'on obtient par la modification de la reluctance (en augmentant la section

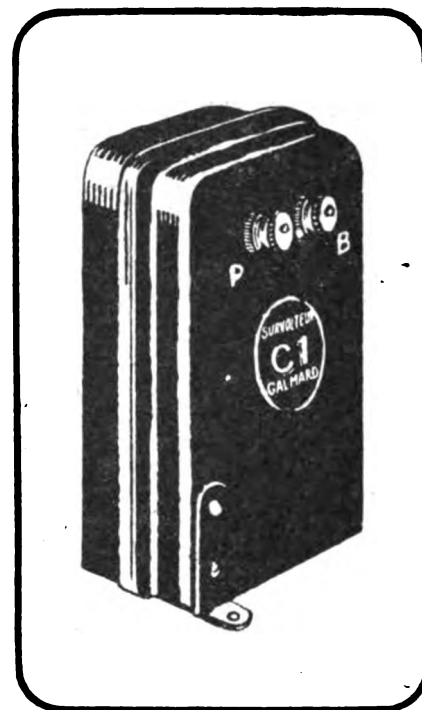


Fig. 71

S) ou changeant la perméabilité (μ) du fer, par le choix spécial d'une bonne qualité. En ce qui concerne la construction de l'enroulement, il faut éviter la capacité répartie entre les spires, qui provoque des résonances parasites et des pertes sur l'isolement. Il est recommandé, dans ce cas, d'employer du fil avec bonne isolation et d'isoler chaque spire par une couche d'isolant. Pour H. F., une influence importante et néfaste est réservée également à la diminution de la perméabilité, qui diminue le rendement du transfo. Le maximum de rendement peut être obtenu (pour / donné) dans le cas où l'intensité au secondaire est telle que

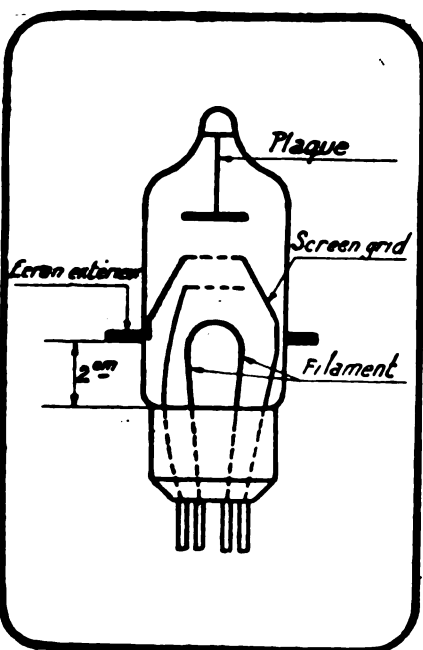


Fig. 70

TABEAU II

PHILIPS	MÉTAL	RADIOTECHNIQUE
B 403 4v.; 0,15 ; K=3 ; $\rho=2100 \omega$ $a=1,2 \text{ mAv.}$ polarisation : 15-24 v. P=150 v.	CL 1257 7 v. 5 ; 1 a. 2 $\rho=3800 \omega$ K=5 $a=1,5$ P=250-450	La lampe qui approche le plus de ces conditions est la lampe RT. 864, possédant la caractéristique : 3 v. 8 ; 0 a. 11 $\rho=1560 \omega$ $a=1 \text{ mAv.}$ K=1,6
B443 : 4 v. ; 0,15 (à trois grilles) P=50-150 K=100 , nouveau $a=1,8 \text{ mAv.}$ principe $\rho=55.500 \omega$ polarisation : 15 v.	E 20 : 5 v. ; 3 a. $\rho=1100 \omega$; $a=2,1 \text{ mAv.}$ K=2,4 $\rho=50-100 \text{ v.}$	
B405 : 4 v. ; 0,15 $\rho=50-150$; K=5 ; $a=2,4 \text{ mAv}$ $\rho=2100 \omega$ polarisation : 9-18 v. pour P 80-150 v.	CL124 A : 4 v. ; 0 a. 16 $\rho=3600 \omega$; $a=1,3 \text{ mAv.}$ K=4,5 P=50-100 v.	
	CL755 : 5 v. 5 ; 0 a. 75 $\rho=2200 \omega$; $a=2 \text{ mAv.}$ 8 K=6,0 $\rho=50-150 \text{ v.}$	

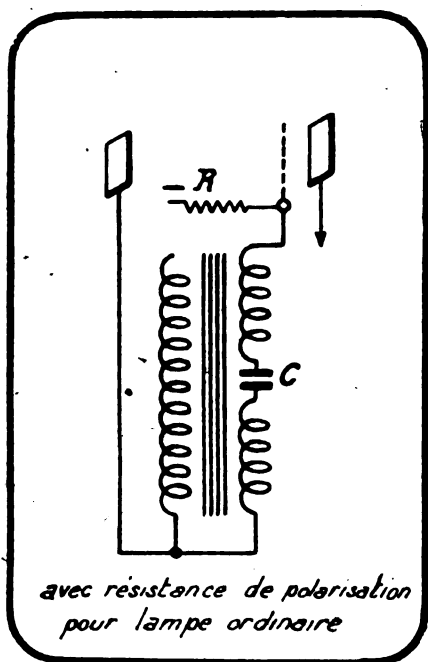


Fig. 72

Les pertes dans le cuivre sont égales aux pertes dans le fer.

Conditions provoquant la distorsion

On peut placer ces conditions en deux catégories :

1° La capacité entre les enroulements du transfo, qui peut facilement être annulée en éloignant les enroulements les uns des autres ;

2° La self-induction élevée de l'enroulement primaire et secondaire, qui produit un décalage entre la tension et le courant dans le circuit primaire et secondaire.

Ce décalage est déterminé ainsi qu'il suit :

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\omega L - \frac{1}{C\omega}}{R}$$

Cette formule démontre clairement que, pour annuler le décalage, il est nécessaire, pour contre-balancer, de placer la capacité ou la résistance, ce qui, toutefois, provoque une diminution du rendement du transfo.

Dans les montages à autotransfo, ces défauts de distorsion obtiennent une signification quelque peu différente : première distorsion : le défaut est complètement annulé,

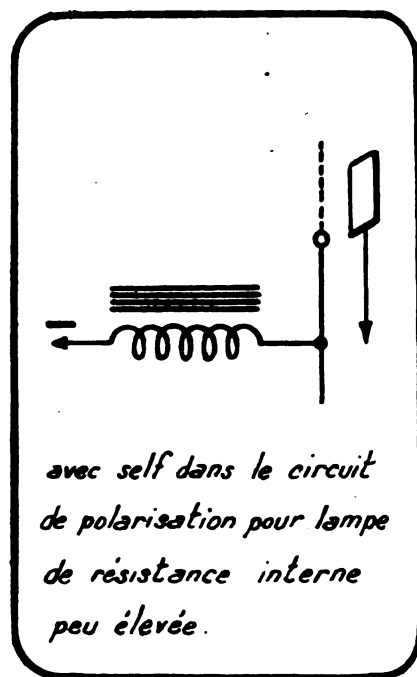


Fig. 73

car le système possède un point commun ; deuxième distorsion : pour

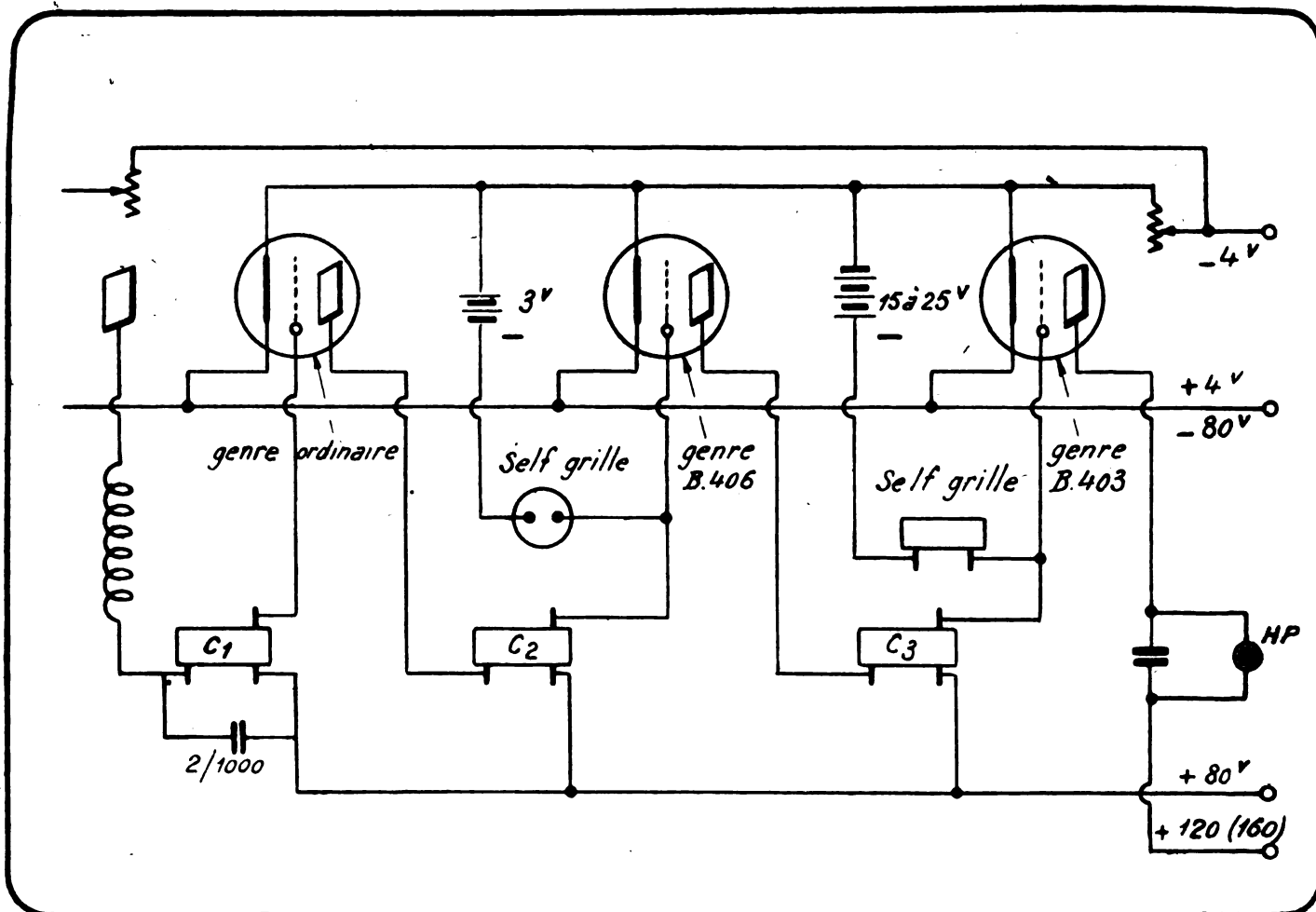


Fig. 74

contre-balancer le décalage dans le circuit secondaire, il est nécessaire de placer une capacité de l'ordre de $2-3\text{m}\mu\text{F}$. Les expériences ont toutefois démontré que, pour le deuxième étage, cette capacité est insuffisante : il faut une capacité de l'ordre de $8-10\text{m}\mu\text{F}$, ce qui provoque un décalage en avant. Nous voyons donc que le montage à auto-transfo est également imparfait pour le deuxième et le dernier étage. Le constructeur français bien connu Galmard a trouvé une heureuse voie pour sortir de cette impasse : il a inventé un appareil qui, tout en annulant les défauts du montage à transfo et à résistance, sert d'organe de liaison et d'amplification B. F. parfait. Cet appareil, inventé par Galmard, a reçu le nom de *survolteur* (voir fig. 71). Son apparition a eu les effets les plus heureux et avantageux pour les montages, par suite de la construction de nouvelles lampes B. F.

Son principe est le suivant :

Le *survolteur* Galmard, qui se rapproche d'assez près d'un autotransformateur, comme l'indique les schémas des figures 72 et 73, présente cette particularité que le condensateur

de liaison, au lieu d'être à l'extrémité de l'enroulement secondaire, est intercalé dans cet enroulement. Une partie de l'enroulement se trouve donc reliée directement à la grille de la lampe amplificatrice. Dans la partie de l'enroulement secondaire placée entre le condensateur de liaison et la grille sont induits des courants qui neutralisent l'effet de décalage du grand condensateur ($8\text{m}\mu\text{F}$). Sans qu'il en résulte aucun inconvénient, il est possible de donner une valeur élevée au condensateur de liaison et l'on obtient ainsi un organe de liaison d'une fidélité et d'une amplification parfaites.

Nous n'avons pas l'intention de donner ici les détails complets de la construction de cet intéressant appareil pour l'amplification B. F.; mais nous remarquons que toute une série d'expériences de vérification a démontré que l'appareil répond à toutes les exigences de la technique, au point de vue isolement, pertes en H. F., en courant de Foucault, hystérésis du fer spécial à grande μ , du bon enroulement sans rupture, du choix spécial de parties supplémentaires — résis-

tance de fuite, résistance self, etc. — ce qui, en fin de compte, en fait un appareil de pureté et de fidélité parfaites, sans distorsion et possédant des grands rendement et amplification. L'étude des courbes a démontré une grande capacité d'amplification du *survolteur*, surtout après la nouvelle amélioration apportée par M. Galmard, qui a construit un « transformeur » destiné au dernier étage B. F.

L'invention et la construction d'une lampe spéciale pour le *survolteur* Galmard n'est vraisemblablement qu'une question de temps. Son utilisation ouvre tout un nouveau champ d'action aux expériences, en fournissant la possibilité d'étudier dans des conditions optima l'amplification B. F. avec l'appareil de M. Galmard. Nous donnons, pour plus de clarté, un schéma pour trois lampes B. F., muni du *survolteur* de M. Galmard, schéma qu'il était pratiquement impossible de réaliser avec un transfo B. F. ordinaire (Voir fig. 74).

Sur cette amélioration, qui ouvre un grand champ d'action, nous terminons notre revue des B. F.

(A suivre.)



LES TUBES ÉMETTEURS ET MODULATEURS

par J. MARCOT

■ ■ ■ ■ ■

L'AVENIR de la radiodiffusion dépend en majeure partie de la qualité des auditions.

Celles-ci peuvent être améliorées de différentes façons :

a) En fournissant aux artistes un auditorium en rapport avec leurs besoins;

b) En exigeant tout le soin désirable dans la composition et l'exécution des programmes;

c) En fournissant aux amateurs des récepteurs susceptibles de leur donner une reproduction parfaite;

d) En construisant des postes émetteurs capables d'assurer une transmission puissante et irréprochable des œuvres diffusées.

On n'attache souvent qu'une importance secondaire à cette dernière condition.

Nous nous proposons d'attirer l'attention sur le très grand rôle que joue la lampe d'émission en radiophonie et sur les soins qu'il convient d'apporter dans son emploi.

Un poste de radiodiffusion comporte des lampes de modulation et des lampes d'émission proprement dites.

Au point de vue du rendement et de la qualité des émissions, il n'est pas indifférent d'employer tel ou tel tube de préférence à tel autre. Les constructeurs étudient toujours un modèle pour une application bien déterminée. Une lampe est accompagnée de ses caractéristiques; celles-ci déterminent ses conditions d'emploi et font connaître des limites qu'il convient de ne pas dépasser pour ménager la durée des tubes.

Les caractéristiques des tubes émetteurs

En matière d'émission, les seules données caractéristiques immuables permettant de porter un jugement sur

les lampes émettrices sont la dissipation anodique et le courant de saturation; l'indication de la puissance que peut développer une lampe émettrice fonctionnant normalement présente également des avantages, mais il est tout aussi important de connaître la puissance absorbée dans les conditions normales.

La dissipation anodique, c'est-à-dire la puissance transformée en chaleur sur l'anode, doit correspondre au régime qui peut être maintenu d'une façon *ininterrompue*, la chaleur dissipée par une unité de temps étant égale à celle qui est rayonnée par l'extérieur pendant cette même durée, et la température atteinte dans ces conditions ne peut en aucun cas détériorer le tube.

Les constructeurs indiquent quelquefois la dissipation anodique d'essai, c'est-à-dire celle à laquelle le tube a été soumis au cours des essais précédant sa sortie des usines. Cette dissipation est toujours très supérieure à la dissipation normale; elle ne doit jamais être atteinte.

La puissance absorbée doit être telle que la dissipation anodique normale ne soit jamais dépassée, sinon cette puissance est à réduire pour éviter toute surcharge.

Par exemple, un tube TA 3/250 peut absorber 400 watts si le rendement est supérieur à 50 %, sinon la dissipation est insuffisante et le tube chauffe. Il faut alors l'alimenter sous 330 watts seulement.

Emploi des tubes émetteurs

L'emploi d'un tube nécessite l'assimilation complète des règles suivantes :

a) Les premiers réglages d'un poste émetteur doivent s'effectuer avec une tension anodique réduite par exemple

à la moitié de sa valeur normale, mais avec une tension de chauffage normale : on évite ainsi les risques de surcharge accidentelle; l'émetteur réglé, on peut augmenter sa puissance par augmentation de la tension anodique.

b). Dans les conditions normales, le rendement du tube émetteur monté en oscillateur varie de 50 à 75 % et dépend du réglage.

c) Le courant anodique d'un oscillateur en télégraphie ne doit jamais dépasser le 1/3 du courant de saturation.

En radiophonie, où la modulation intense ne doit apporter aucune distorsion, le courant anodique moyen ne doit pas dépasser 1/8 du courant de saturation. Le courant de saturation est atteint quand tous les électrons émis participent au courant anodique; on le mesure en court-circuitant la grille et la plaque et en lui appliquant une tension positive par rapport au filament.

Il reste entendu que le courant anodique ne doit en aucun cas être supérieur à la valeur maximum indiquée, même lorsque le courant de saturation du tube dépasse une valeur égale à 3 ou 8 fois la valeur indiquée. Cette remarque s'applique spécialement aux tubes à filament thorié à forte émission électronique.

d) Dans le cas d'un couplage très lâche du circuit d'antenne ou dans le cas d'une antenne désaccordée, le courant anodique est faible et le courant de grille assez fort.

Lorsque le couplage d'antenne est serré ou l'antenne accordée, le courant anodique augmente; en aucun cas, le courant anodique ne doit être augmenté au moyen d'un couplage de réaction exagéré. Le courant de grille prenant alors des valeurs excessives, celui-ci doit atteindre au maximum

15 à 25 % de la valeur du courant anodique. Un courant de grille trop fort peut être dû également à une valeur trop faible de la résistance de fuite.

c) En matières d'ondes courtes, il est nécessaire de réduire la tension anodique pour éviter les effets nuisibles des courants capacitifs haute fréquence; on peut éviter ces courants par un couplage d'antenne serré et une réaction assez lâche.

Il y a lieu d'éviter également l'alimentation anodique par courant alternatif redressé ou insuffisamment uniformisé; l'intensité des courants capacitifs en dépend directement.

Emploi des tubes modulateurs

a) Pour un tube modulateur, la dissipation anodique est égale à la puissance fournie au tube. Afin d'éviter la surcharge de l'anode ainsi que la distorsion, il est nécessaire de polariser la grille à un potentiel négatif élevé. La dissipation anodique ne doit en aucun cas être dépassée.

b) Pratiquement, la modulation peut être suffisamment intense pour une puissance d'alimentation des tubes modulateurs égale à trois fois la dissipation anodique de l'oscillateur, c'est-à-dire égale à la puissance d'alimentation de l'oscillateur.

c) La plupart des tubes émetteurs ne conviennent pas pour la modulation dans le circuit plaque, car leur facteur d'amplification est trop grand, et ne laisse qu'un intervalle de tension trop faible pour actionner la grille.

Classification des tubes émetteurs

a) *Tubes à filament de tungstène refroidis par l'air.* — La chaleur développée sur l'anode doit être dissipée par rayonnement à travers la paroi en verre; il est donc nécessaire de disposer les tubes de manière à faciliter le refroidissement par air, et, pour les tubes dont la puissance est supérieure à 1 kilowatt, il est bon d'avoir recours à la ventilation artificielle.

En forçant le courant de chauffage, l'émission augmente rapidement et en même temps on réduit fortement la durée utile du tube: le survoltage même momentané du filament (10 % par exemple) peut réduire cette durée de 50 %.

L'émission électronique du filament de tungstène est relativement faible. Ces tubes ne conviennent généralement qu'aux applications radiotélégraphiques.

b) *Tubes à filament thorié refroidis par l'air.* — Ces tubes ont une forte émission électronique pour une puis-

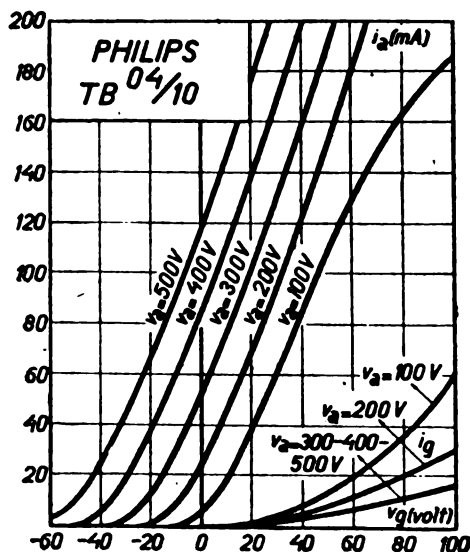
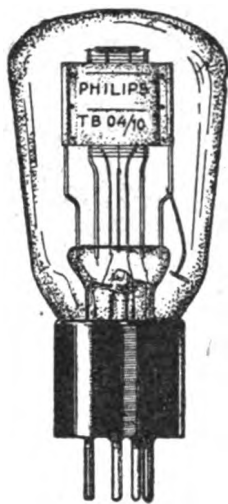


Fig. 1

sance de chauffage très faible. On obtient ainsi une puissance utile considérable avec des tensions anodiques réduites. Ils conviennent particulièrement aux amateurs.

c) *Tubes émetteurs refroidis par l'eau.*

— La puissance qu'un tube émetteur peut développer est en général limitée par la dissipation anodique maximum. Lorsque l'anode est enfermée dans un récipient en verre, cette énergie dissipée sur la plaque doit être éliminée par rayonnement. On peut dire que la construction des tubes ayant une dissipation anodique supérieure à 1 kw., permettant d'obtenir une puissance utile de 3 kw. avec un rendement de 75 %, est pratiquement très difficile. On tourne la difficulté en utilisant le refroidissement par l'eau. Ces tubes se rencontrent exclusivement sur les postes fixes de radio-diffusion d'une certaine puissance.

Applications des tubes émetteurs

La connaissance des règles précédentes nous permet d'aborder maintenant l'étude de quelques cas concrets.

a) *La T. B. 04/10 (fig. 1).* — Nous donnons tout d'abord la description d'un type de lampe à filament thorié intéressant plus spécialement les amateurs. Il s'agit de la T. B. 04/10. Ce modèle convient pour des puissances ne dépassant pas 10 watts utiles. Ce tube peut être employé :

1° *Comme oscillateur*, dans un émetteur pour des longueurs d'ondes descendant jusqu'à 15 mètres;

2° *Comme amplificateur* de puissance dans un émetteur dont la grille est commandée par une lampe oscillatrice séparée;

3° *Comme modulateur*, dans un émetteur téléphonique;

4° *Comme amplificateur final*, dans un appareil récepteur, lorsqu'on exige une puissance considérable dénuée de toute distorsion.

5° *Comme redresseur*, en connectant la grille à l'anode.

Cette lampe fonctionne normalement sous 400 volts.

A. Quand on l'utilise en oscillatrice il est bon d'effectuer les réglages avec une tension réduite de 300 volts :

TABLEAU 1

Rendement %.....	30	40	50	60	70
Puissance absorbée en watts.	210	245	300	375	450
Puissance utile en watts.....	60	95	150	225	315
Dissipation anodique en watts	150	150	150	150	135

nous en avons vu la raison précédemment. Il est utile en outre de lui appliquer une tension négative de grille par l'intermédiaire d'une résistance de fuite de 5.000 à 10.000 ohms. On réduit ainsi le courant anodique à 30 mA, lorsque la triode n'oscille pas, ce qui évite la surcharge dans le cas où la lampe cesserait d'osciller. Lorsque la tension est réduite à 250 volts, l'énergie transmise dans l'antenne est plus grande quand la résistance de grille est moindre; mais il convient de mettre en série sur cette résistance une bobine haute fréquence; sous 220 volts, en réduisant la longueur d'onde, on obtient des portées considérables avec 10 watts absorbés au maximum. Le courant plaque peut atteindre 50 mA dans le cas d'un couplage serré d'antenne; on peut le pousser jusqu'à 75 mA lorsque le régime d'émission est intermittent, en télégraphie par exemple.

B. Quand on l'utilise en *modulatrice*, il est indispensable de lui appliquer une tension grille négative que l'on déterminera par tâtonnement, en ne dépassant pas la dissipation anodique maximum. On peut compter sur moins de 27 volts pour 400 volts plaque et moins de 15 volts pour 250 volts plaque.

C. Quand on utilise en *redresseur* la grille et la plaque étant alors connectées, on peut obtenir un débit de 50 mA sous 400 volts.

Remarque. — Lorsque l'émission du filament est affaiblie ce qu'on reconnaît à la réduction du rendement; on peut régénérer ce filament en appliquant, pendant 30 secondes une tension de 12 volts aux bornes de celui-ci, et ensuite une tension de 8 volts pendant 5 minutes. *Ces opérations doivent se faire en l'absence de tension anodique.*

b) La T. B. 1/50. (fig. 2). — Ce tube convient :

1° Comme *oscillateur*, dans un poste émetteur pour les ondes les plus courtes (15 m.) comme aussi les plus longues utilisées pratiquement.

2° Comme *amplificateur* de puissance, dans un émetteur dont la grille est alimentée par un tube oscillateur.

3° Comme *amplificateur basse fréquence* de grande puissance, à couplage par résistance ou par impédance; le facteur d'amplification élevé est très favorable dans ce cas;

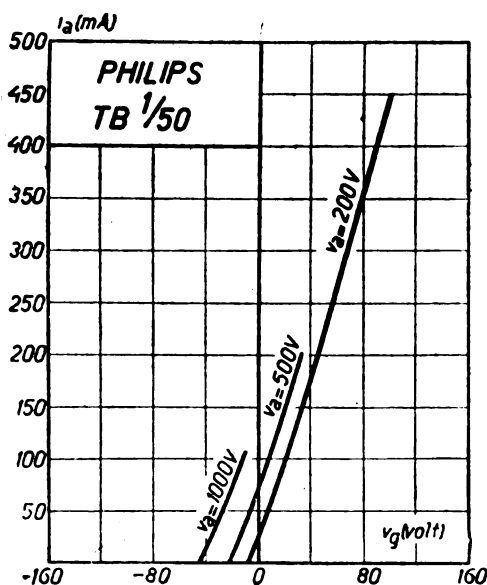


Fig. 2

4° Comme *redresseur* de courant, en connectant entre elles la grille et la plaque.

Pour la modulation et l'amplifica-

tion finale, le tube M. B. 1/50 à résistance interne réduite convient mieux.

Caractéristiques :

Tension de chauffage : 10 volts.

Courant de chauffage : 3 25 A. environ.

Courant de saturation : 1,5 A. environ.

Dissipation anodique : 50 watts.

Dissipation anodique d'essai : 100 watts.

Tension anodique : 700-1.000 volts.

Facteur d'amplification : 25 environ.

Inclinaison : 3 mAV. environ.

Résistance interne : 8.000 ohms.

Avertissement. — En fonctionnement, l'anode peut rougir d'une façon à peine visible; jamais elle ne doit devenir rouge clair. Ceci indiquerait une surcharge du tube pouvant dégager des traces de gaz occlus, qui à leur tour exerceraient une influence néfaste sur l'émission électronique du filament.

Emploi comme oscillateur : En employant le tube T. B. 1/50, comme oscillateur dans un poste émetteur il est recommandé d'effectuer les premiers réglages avec la pleine tension de chauffage et une tension anodique réduite (de l'ordre de 500 volts). Ceci réduit considérablement les chances de surcharge accidentelle. Dès que le poste émetteur fonctionne convenablement, on peut augmenter sa puissance, en augmentant la tension anodique.

Il est à recommander de polariser la grille à un potentiel négatif tel que le courant anodique ne dépasse pas 50 mA lorsque le système n'oscille pas. Cette tension de polarisation est appliquée à travers la résistance de fuite et la bobine d'impédance haute fréquence montée en série avec celle-ci. Sous une tension anodique de 1.000 volts, cette tension de polarisation doit être d'au moins 15 volts. Ceci évite la surcharge des tubes lors des décrochages accidentels.

Sous cette même tension anodique de 1.000 volts, la résistance de fuite aura une valeur variant de 2.500 à 10.000 ohms.

L'augmentation de la résistance de fuite fait augmenter en général le rendement mais diminuer la puissance.

Toutes les indications précédentes s'entendent pour une *alimentation de la plaque sous courant continu*. L'emploi du courant alternatif ou du courant

TABEAU 2

Rendement %.....	30	40	50	60	70
Puissance absorbée en watts.	214	250	300	337	337
Puissance utile en watts....	64	100	150	202	236
Dissipation anodique en watts	150	150	150	135	101

redressé insuffisamment uniformisé réduit le courant et donc aussi la puissance.

En employant ce tube comme amplificateur de puissance dans un émetteur dont la grille est excitée à l'aide d'un tube oscillateur, un tube T.B. 04/10 (tension anodique 400 volts) suffit pour exciter la grille de un tube T. B. 1/50. Un tube T. B. 1/50 suffit à l'excitation des grilles de un à trois tubes T. B. 2/250 (tension anodique 2.000 volts).

Emploi comme amplificateur à couplage par résistance ou impédances. —

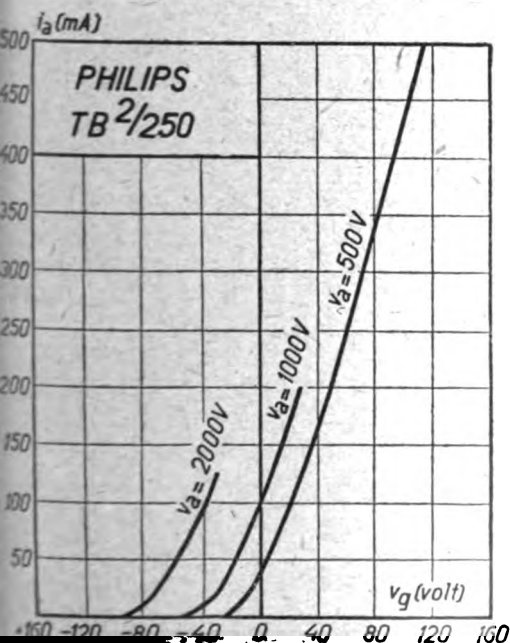
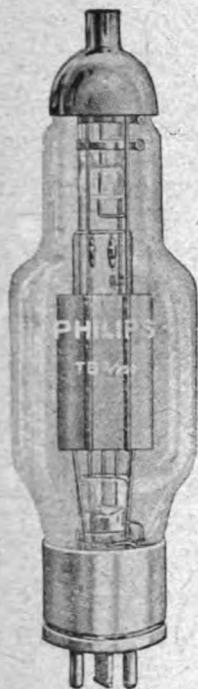


Fig. 3

Afin d'éviter la surcharge de l'anode et la distorsion de la modulation, il est absolument indispensable d'appliquer une tension de polarisation de grille suffisante. Jamais la tension de polarisation de grille ne doit descendre au-dessous de la valeur donnant la dissipation anodique.

Emploi comme redresseur. — Dans ce but, l'anode et la grille sont connectées entre elles. Le courant continu maximum qu'on peut obtenir dans ces conditions est 200 mA sous une tension maximum de 1.000 volts.

c) *La T. B. 2/250.* (fig. 3). — Ce tube émetteur a un filament thorié et par conséquent une émission électronique très élevée. Sa tension anodique normale est de 2.000 volts, mais il donne encore un bon rendement sous 1.000 volts. Ce tube convient :

- 1° Comme oscillateur ;
- 2° Comme amplificateur de puissance ;
- 3° Comme modulateur ;
- 4° Comme amplificateur basse fréquence ;
- 5° Comme redresseur.

Le tableau 1 indique la puissance utile pour diverses valeurs de rendement, la tension anodique étant de 2.000 volts :

Le tube T. B. 2/250 convient très bien, en outre, comme oscillateur dans un poste radiotéléphonique dont le courant anodique ne dépasse pas 200 mA. Sous une tension anodique de 1.500 volts maximum, le tube T. B. 2/250 de construction normale peut fonctionner en ondes courtes au delà de 15 mètres. Le courant anodique peut avoir une valeur de 225 mA comme pour les autres longueurs d'ondes. Sur la longueur d'onde de 15 mètres, la puissance maximum absorbée par ce tube ne doit, par conséquent, pas dépasser $1.500 \times 0,225 = 337$ watts. Le tableau 2 indique la puissance utile, pour une dissipation anodique ne dépassant pas 300 watts.

TABLEAU 3

Rendement %.....	30	40	50	60	70
Puissance absorbée en watts.	430	500	500	500	500
Puissance utile en watts.....	130	200	250	300	350
Dissipation anodique en watts	300	300	250	200	150

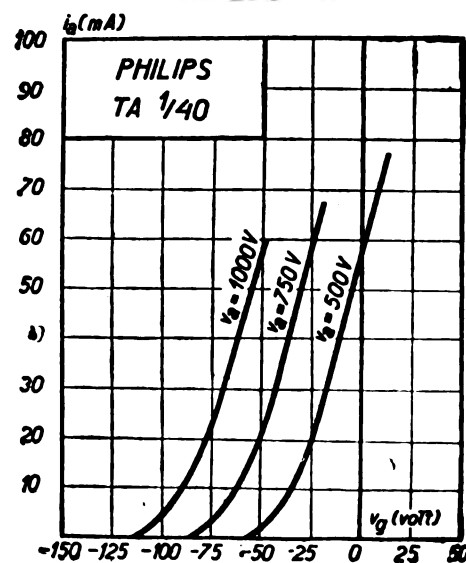
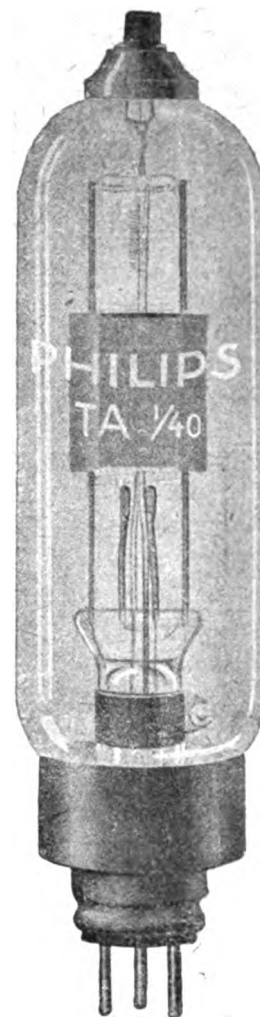


Fig. 4.

sant pas 150 watts, la tension anodique étant de 2.000 volts :

A partir de la longueur d'onde de 45 mètres, la tension anodique peut avoir sa valeur normale de 2.000 volts. Entre 15 et 45 mètres, cette tension peut être augmentée proportionnellement à la longueur d'onde.

Caractéristiques :

Tension de chauffage : 11 volts environ.

Courant de chauffage : 3,8 A. environ.

Courant de saturation : 2.000 mA. environ.

Tension anodique : 1.000-2.000 volts.

Dissipation anodique : 150 watts.

Dissipation anodique d'essai : 200 watts.

Coefficient d'amplification : 12 environ.

Inclinaison : 2,0 mAV. environ.

Résistance interne : 6.000 ohms environ.

Emploi comme oscillateur : Lorsque, dans le poste émetteur, on se sert d'une T. A. 1/40 comme oscillateur, il est recommandable d'effectuer les premiers réglages avec la tension de chauffage de régime, mais avec une tension anodique réduite (600 volts, par exemple). Quand les réglages (couplage en réaction, couplage anodique, couplage d'antenne) sont faits aussi bien que possible sous cette tension anodique réduite, on pourra graduellement augmenter celle-ci.

Il est recommandable d'utiliser un condensateur de grille en combinaison

sante pour empêcher que la dissipation anodique ne dépasse 50 watts.

Raccordement : Le filament aboutit à ses broches normales. Le contact

TABEAU 4

Rendement %	40	50	60	75
Puissance absorbée en watts	1.000	1.000	1.000	1.000
Puissance utile en watts....	400	500	600	750
Dissipation anodique en watts	600	500	400	250

Coefficient d'amplification : 25 environ.

Inclinaison : 4; 0 mAV. environ.

Résistance interne : 6.000 ohms environ.

Diamètre maximum : 100 millimètres.

Longueur totale : 400 millimètres.

d) La T.A. 1.40 : (fig. 4).

Cette lampe convient :

1° *Comme oscillateur*, dans un poste émetteur, pour les ondes les plus courtes aussi bien que pour les plus longues employées dans la pratique ;

2° *Comme redresseur* : à cet effet la grille et la plaque doivent être court-circuitées.

Caractéristiques :

Tension de chauffage : 10 volts environ.

Courant de chauffage : 5,5 A. environ.

Courant de saturation : 200 mA.

Tension anodique continue : 800-1.000 volts.

Dissipation anodique : 50 watts.

Dissipation anodique d'essai : 75 watts.

avec une bobine d'impédance et une résistance de fuite. Le courant anodique moyen peut atteindre 70 mA maximum; la puissance absorbée est alors de 70 watts maximum. Pour une tension anodique de 1.000 volts, la résistance de fuite peut avoir une valeur de 30.000 ohms, par exemple; ceci dépend du rendement que l'on veut obtenir. Le réglage ayant été bien effectué, le courant de grille atteindra 10 à 20 % du courant anodique; on veillera cependant à ce que le courant de grille ne soit pas supérieur à 25 % ni inférieur à 10 % du courant anodique.

Emploi comme redresseur : Pour cette fonction la grille et l'anode doivent être court-circuitées. Le courant anodique moyen débité d'une façon ininterrompue, sous 1.000 volts de tension anodique, peut atteindre 50 mA maximum.

Emploi comme modulateur : Deux tubes T. A. 1/40 peuvent moduler profondément un tube oscillateur T.A. 1/40; mais un tube donne déjà de bons résultats. Cependant, on appliquera une tension négative de grille suffi-

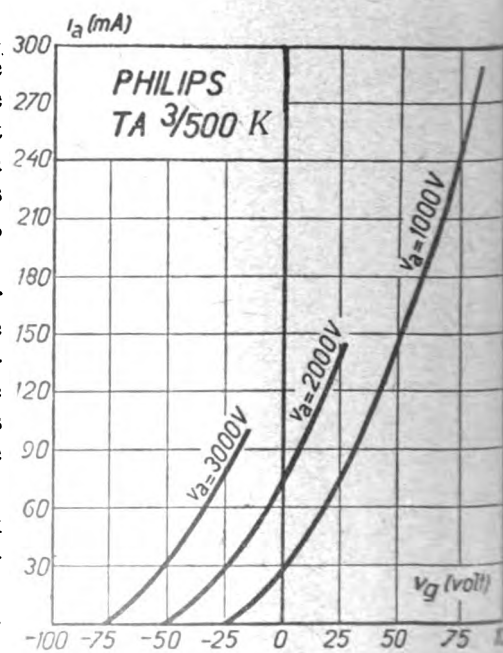
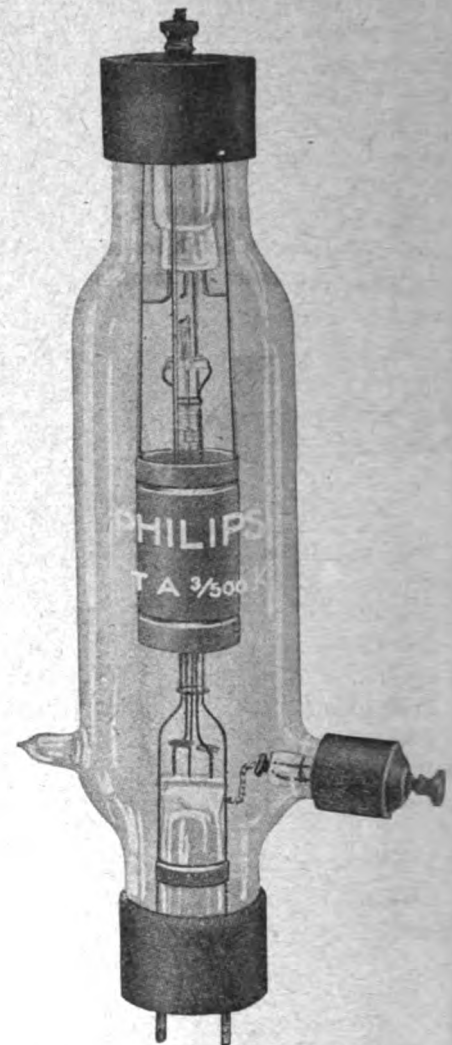


Fig. 5

de l'anode se trouve au sommet de l'ampoule. La grille est connectée à la broche « plaque » du culot.

e) *La T. A. 3/500 K.* (fig. 5). — Cette lampe a été construite spécialement pour les émetteurs à ondes courtes et permet de descendre jusqu'à 15 mètres. Pour cette longueur d'onde, la tension anodique maximum est 200 volts, la puissance absorbée maximum, 500 watts. Pour la longueur d'onde de 45 mètres, la tension anodique peut être poussée jusqu'à 3.000 volts. Entre 15 et 45 mètres, la tension anodique peut être augmentée proportionnellement à la longueur d'onde.

Le tableau 3 indique la puissance utile pour des valeurs diverses du rendement, la tension anodique étant de 2.000 volts :

Caractéristiques :

Tension de chauffage : 16 volts environ.

Courant de chauffage : 8 A. environ.

Courant de saturation : 750 mA.

Tension anodique : 2.000-3.000 volts.

Dissipation anodique : 300 watts.

Dissipation anodique d'essai : 400

watts.

Coefficient d'amplification : 40 environ.

Inclinaison : 4 mAV. environ.

Résistance interne : 10.000 ohms environ.

Tension de saturation dans le plan de la grille : 300 volts environ.

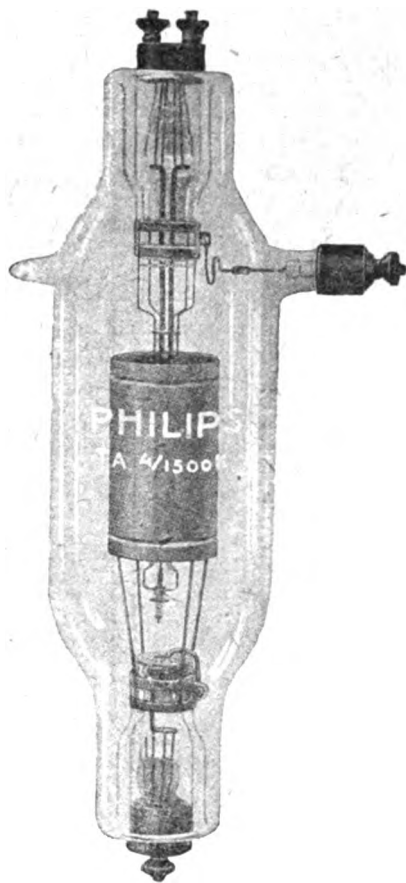


Fig. 6.

Diamètre maximum: 140 millimètres.
Longueur totale: 450 millimètres.

Tension de saturation dans le plan de la grille : 250 volts environ.

Diamètre maximum : 90 millimètres.

Longueur totale : 375 millimètres.

f) *La T. A. 4/1500 K.* (fig. 6). — Cette lampe a été construite spécialement pour les postes émetteurs à ondes courtes descendant jusqu'à 15 mètres de longueur d'onde. Pour cette dernière longueur d'onde, la tension anodique maximum est de 3.000 volts; pour 45 mètres, de 4.000 volts. Pour les ondes entre 15 et 45 mètres, la tension anodique peut être augmentée proportionnellement à la longueur d'onde. A 15 mètres, la puissance maximum absorbée par la lampe ne doit pas dépasser 1.000 watts (tableau 4).

Caractéristiques :

Tension de chauffage : 16 volts environ.

Courant de chauffage : 16 A. environ.

Courant de saturation : 1.500 mA.

Tension anodique : 3.000-4.000 volts environ.

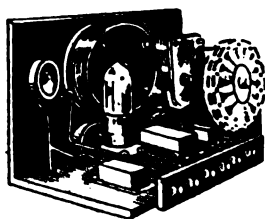
Dissipation anodique : 750 watts.

Dissipation anodique d'essai : 1.000 watts.

Coefficient d'amplification : 40 environ.

Inclinaison maximum : 8 mAV. environ.

Résistance interne : 5.000 ohms environ.



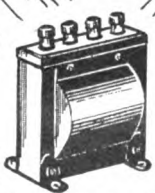
LE SUCCES DE
CEMA
S'AFFIRME CHAQUE JOUR



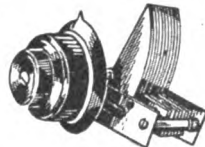
LE
DIFFUSEUR
DANTE



LE
DIFFUSEUR
SMART



TRANSFORMATEUR.BF
BLINDE



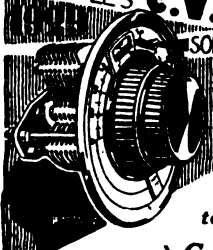
CONDENSATEUR A
DEMULTIPLICATEUR



LE
HAUT-PARLEUR
STANDARD.C

236.AVENUE D'ARGENTEUIL
ASNIÈRES

LES C.V.TAVERNIER
SONT A



C.V.
toutes capacités
à Cadran-Vernier
donnant 1.000 points précis de lecture

Nouvelle
Démultiplication à billes
 Type du Salon
EN VENTE PARTOUT

Gros exclusivement :
 71^{er}, rue François-Arago
MONTREUIL (Seine)

TARIF 18, GRATUIT SUR DEMANDE

LES C-119

PAR
ROBERT ALINDRET

Etude du fameux montage et
 de ses dérivés. 172 pages texte
 et schémas. Photographies et

5 BLEUS de CONSTRUCTION

PRIX : 10 fr. - Franco 12 fr. 80

EN VENTE PARTOUT

HENRY ÉTIENNE
 ÉDITEUR
 53, RUE RÉAUMUR

Téléphone : Louvre 03-72

En écrivant aux Annonceurs, citez le Q S T Français et Radioélectricité Réunis

QST

FRANÇAIS

ET

RADIO

ELECTRICITÉ

REUNIS

Paraissant le 1^{er} de chaque mois

ABONNEMENTS :

France et Colonies.. .. 70 fr. par an
Étranger 100 fr. par an

DIRECTION, ADMINISTRATION, PUBLICITÉ :

53, rue Réaumur, PARIS (2^e)

TÉLÉPHONE :

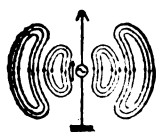
Louvre 03-72

Directeur : Henry ÉTIENNE

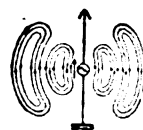
Sommaire :

Pages	Pages
La radiophonie et les phénomènes de propagation (<i>suite</i>) (général CARTIER)..... 2	L'excitation d'une antenne en fonction de la direction du champ électromagnétique (Gustave HACK, <i>docteur ès-sciences</i>)..... 35
T. S. F. et éducation 5	La question de l'amplification (<i>suite</i>) (P. OLINET)..... 37
Appareils, méthodes et formules de mesures (Jean VIVIÉ, <i>ingénieur civil des Mines</i>)..... 10	Un montage sur continu (R. LEPESQUEUR) 46
La nature des oscillations d'un émetteur à lampes (<i>suite</i>) (G.-H. d'AILLY, <i>docteur ès-sciences</i>)..... 16	Recherches et essais sur les lampes de T. S. F. (<i>suite</i>) (A. KIRILOFF, <i>ingénieur radio E. S. E.</i>)..... 50
Piles sèches et piles inversables (Louis L'HOPITAL)..... 18	L'enregistrement électrique des disques (R. LEROY, <i>ingénieur E. C. P.</i>)..... 56
Étude d'un système oscillant (<i>suite</i>) (Docteur TITUS KONTESCHWELLER) 26	Amplification et caractéristiques (<i>suite</i>) (P. OLINET)..... 60
Récepteurs téléphoniques (André PLANÈS-PY, <i>f8ET</i>)..... 30	Tableau de contrôle des longueurs d'onde..... 65

Reproduction interdite pour tous pays, y compris la Suède et la Norvège (Copyright by Henry Étienne, Paris).



LA RADIOPHONIE ET LES PHÉNOMÈNES DE PROPAGATION



(Suite)

par le Général CARTIER

LE COURANT CONTINU

■ ■ ■ ■ ■

3° Diffusion dans l'air ambiant.

L'ENERGIE diffusée dans les molécules du conducteur se traduit par une augmentation de température, laquelle correspond à une augmentation de l'énergie externe de ces molécules.

Or, ces molécules sont animées d'un mouvement oscillatoire de part et d'autre de leur position moyenne, mouvement qu'on peut représenter par la formule

$$a = a_0 \sin 2\pi \frac{t}{\tau}$$

a étant son amplitude au temps t et τ sa période.

La vitesse moléculaire au temps est $\frac{da}{dt}$ ou $2\pi \frac{a}{\tau} \cos 2\pi \frac{t}{\tau}$.

L'énergie moléculaire externe de translation est égale à

$$\Sigma \frac{1}{2} m \cdot \left(2\pi \frac{a}{\tau} \cos 2\pi \frac{t}{\tau} \right)^2$$

$$\text{ou } \Sigma 2\pi^2 \cos^2 2\pi \frac{t}{\tau} \cdot m \left(\frac{a}{\tau} \right)^2$$

L'augmentation d'énergie externe (en négligeant l'énergie de rotation) correspond donc à une augmentation de $\frac{a^2}{\tau}$.

L'agitation moléculaire superficielle agit évidemment sur l'air ambiant. Sans entrer dans des détails qui n'ont pas d'intérêt ici, on comprend que l'énergie diffusée dans l'air ambiant par unité de temps est proportionnelle à $\frac{a^2}{\tau^3}$: elle est proportionnelle au carré de l'amplitude et au cube de la fréquence.

L'augmentation de $\frac{a}{\tau}$ produit donc une diffusion d'énergie dans l'air ambiant et par suite un *champ d'air* normal au conducteur et dont l'intensité diminue à partir du conducteur, avec la distance.

Ce *champ d'air* est accompagné d'un *champ d'éther* de même sens, car l'agitation moléculaire aérienne agit sur l'agitation moléculaire éthérée : cela résulte clairement du fait qu'un thermomètre placé dans une enceinte pleine d'air à 100° y marque encore 100° si on le place dans la même enceinte, mais dans un récipient où l'on a fait le vide d'air.

Etant donné la faible vitesse des molécules d'air qui n'est que de quelques centaines de mètres, leur action sur l'éther est très faible et le champ d'éther correspondant à cette augmentation de température de l'air ambiant n'est appréciable qu'à une faible distance du conducteur.

On le néglige généralement dans l'étude des phénomènes électriques : aussi ne le signalons-nous que pour mémoire.

Si le conducteur est interrompu, la pression longitudinale du courant, qui est égale, par unité de surface à $du^2 \cdot \left(\frac{u}{U} \right)$, refoule l'air ambiant à

l'extrémité du conducteur. Cette pression, étant proportionnelle à la densité du courant d , augmente si la section diminue : c'est le cas des conducteurs en pointes. La pression électronique devient alors souvent supérieure à celle de l'air ambiant et il y a une sortie d'électrons, qui peut être assez violente pour que les chocs contre les molécules ambiantes enflamment celles-ci : il se produit une aigrette.

Si, au contraire, la section du conducteur augmente à l'extrémité, et c'est le cas s'il se termine par un plateau métallique, la densité d diminue et avec elle la pression : il n'y a plus de sortie d'électrons et le courant est interrompu.

Quand les deux extrémités d'une brèche faite dans un conducteur sont armées de plateaux métalliques parallèles, on a un condensateur dont nous avons étudié le fonctionnement dans un article précédent et sur lequel nous reviendrons plus loin.

4° Diffusion dans l'éther

Les électrons, comme l'a remarqué Lorentz, refoulent l'éther dans lequel ils se meuvent.

Ceux qui constituent un courant électrique produisent le même effet. Mais, à l'action sur l'éther résultant de l'agitation cinétique normale et qui est symétrique dans toutes les directions, s'ajoute celle résultant du courant lui-même et qui est dirigée dans le sens du courant. En outre, quand l'intensité du courant augmente ou diminue, il y a une action transversale qui joue un rôle prépondérant en télégraphie et téléphonie sans fil.

Nous allons étudier ces deux actions.

A. — Action longitudinale.

Chaque électron de section σ éprouve de la part de l'éther, dans lequel il se meut avec une vitesse U , une résistance égale à $\sigma \cdot \delta \cdot U^2 / \left(\frac{U}{U_1} \right)$, δ étant la densité absolue de l'éther, U_1 la vitesse de la lumière.

Quand il n'y a pas de courant, les directions des électrons, à un instant

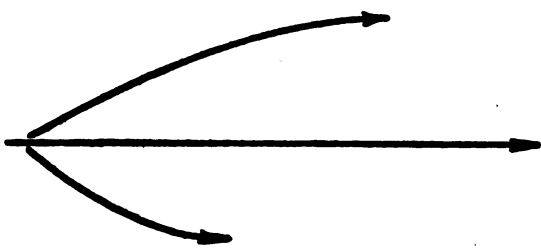


Fig. 1.

quelconque, sont également réparties dans tous les sens et la somme algébrique de toutes les résistances élémentaires ci-dessus est nulle.

Par contre l'énergie ainsi rayonnée dans l'éther ne l'est pas : cette énergie est égale, par unité de temps, à

$$\sigma \cdot \delta \cdot U^2 / \left(\frac{U}{U_l} \right)$$

A l'état d'équilibre, cette énergie est restituée aux électrons par l'éther qui les heurte dans les mêmes conditions de symétrie : il y a toutefois une perte d'énergie résultant de ces chocs, perte très faible mais qui n'est pas nulle.

Quand les électrons sont animés, à la fois de la vitesse d'agitation cinétique U et de la vitesse du courant u , les actions sur l'éther ne présentent plus la même symétrie et pour n électrons, la résultante R_e des réactions de l'éther est dirigée suivant le sens opposé au courant et elle est égale à

$$n \cdot \delta \cdot \sigma \cdot u^2 f \left(\frac{u}{U_l} \right) \text{ ou } K n \cdot \sigma \cdot \delta \cdot u^2$$

$$R_e = K \cdot n \cdot \sigma \cdot \delta \cdot u^2 \quad (13)$$

Pour l'ensemble du courant de longueur l et de section S , on a

$$n = \frac{Sld}{\mu}$$

μ étant la masse de l'électron.

Il vient alors :

$$R_e = K \cdot \frac{\sigma \delta}{\mu} \cdot Sld \cdot u^2 \quad (14)$$

L'énergie correspondante diffusée par seconde dans l'éther est

$$W_e = K \cdot \frac{\sigma \delta}{\mu} \cdot Sld \cdot u^3 \quad (15)$$

Il en résulte un champ : champ d'éther qui n'est ni électrique, ni magnétique, comme on a l'habitude

de le dire parce qu'il agit sur les électrons libres des courants et les électrons planètes des aimants.

Dans le cas d'un conducteur d'une certaine longueur, la direction du champ en chaque point est parallèle au conducteur et du même sens que le courant, son intensité diminue avec la distance et est sensiblement inversement proportionnelle à cette distance.

L'action d'un tel champ sur un courant rectiligne est d'orienter ce courant parallèlement au conducteur, et, sur un aimant rectiligne, de le placer perpendiculairement au conducteur : c'est ce qui a fait croire qu'il y avait deux champs différents, l'un électrique et l'autre magnétique, et que ces deux champs étaient à angle droit. On continue d'ailleurs à faire état de ces deux champs, comme s'ils existaient réellement, et cette erreur est à la base des difficultés que l'on rencontre pour élaborer une théorie rationnelle des phénomènes électriques en général, et de la radiophonie en particulier.

B. — Action transversale.

Pendant la période d'établissement du courant, l'arrivée d'électrons dans

le conducteur y augmente la densité et, par suite, la pression électronique. Il en résulte un renflement du courant et une augmentation de la section, correspondant à une pression transversale des électrons superficiels sur l'éther ambiant.

Si nous supposons que le conducteur est cylindrique et si r est le rayon de sa section, la vitesse transversale des électrons superficiels est $\frac{dr}{dt}$ et la résistance correspondante de l'éther sur la longueur l du conducteur est

$$R_t = 2\pi r l \cdot \delta \cdot \left(\frac{dr}{dt} \right)^2 / \left(\frac{dr}{U_l dt} \right)$$

ou

$$R_t = 2\pi K \delta \cdot r l \cdot \left(\frac{dr}{dt} \right)^2 \quad (16)$$

L'énergie diffusée ainsi dans l'éther est, par unité de temps,

$$W_t = 2\pi K \delta \cdot r l \cdot \left(\frac{dr}{dt} \right)^3 \quad (17)$$

Si l'on remarque que $dr = \frac{r}{U_p} du$ les deux formules précédentes deviennent

$$R_t = 2\pi K \delta l \cdot \frac{r^3}{U_p^3} \left(\frac{du}{dt} \right)^2 \quad (16 \text{ bis})$$

$$W_t = 2\pi K \delta l \cdot \frac{r^4}{U_p^3} \left(\frac{du}{dt} \right)^3 \quad (17 \text{ bis})$$

Quand le régime permanent est établi, u est constant, par suite $\frac{du}{dt}$ est nul et les deux valeurs R_t et W_t sont aussi nulles.

En période variable de u , ces deux valeurs sont d'autant plus grandes que l , r et $\left(\frac{du}{dt} \right)$ sont plus grands, c'est-à-dire que le conducteur est plus long et gros et que la variation de u est plus rapide.

Pendant cette période variable, il se forme, autour du conducteur, un

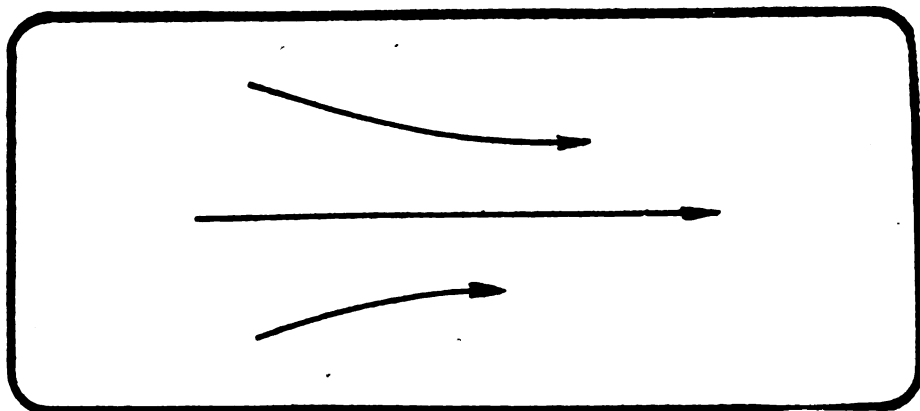


Fig. 2.

champ d'éther dont la direction est normale au conducteur et dont l'intensité est inversement proportionnelle au carré de la distance au conducteur.

Ce champ transversal se compose avec le champ longitudinal précédemment étudié pour donner, pendant la période variable, un champ dont les lignes de force sont des courbes dont la concavité est dirigée vers le courant (fig. 1).

Quand u diminue, la section du courant diminue aussi et il y a afflux d'éther vers le conducteur. Le champ transversal change de sens et les lignes de force du champ résultant de sa composition avec le champ longitudinal sont alors des courbes dont la convexité est dirigée vers le conducteur (fig. 2).

Note

Il me faut revenir sur mon article relatif à l'architecture moléculaire, dans lequel j'émetts l'hypothèse que les molécules sont constituées par des bulles atomiques accolées ou plutôt parallèles et très rapprochées, les rotations atomiques étant de même sens pour les atomes de chaque molécule, mais de sens variable dans les diverses molécules qui composent un corps quelconque : il n'y a d'exception que dans les aimants où les rotations des molécules *superficielles* sont de même sens.

Evidemment, l'observation directe de cette architecture moléculaire échappe à nos moyens d'investigation : elle me paraît la seule rationnelle comme la seule possible.

Un lecteur m'écrit : « Votre constitution atomique, en bulles très plates ne comportant, autour du noyau, qu'un nombre maximum de 8 électrons planètes, est contraire à ce qui est positivement établi à ce sujet : vous ne pouvez ignorer que l'on a pu compter ces électrons planètes et que pour certains corps, et notamment pour les corps radioactifs, le nombre en est sensiblement supérieur à 8. »

N'en déplaise à mon contradicteur, je continue à croire que le nombre des électrons planètes suffisamment détachés du noyau pour jouer un rôle physique ou chimique, est toujours compris entre 0 et 8.

Je crois que les noyaux atomiques ne sont pas des éléments *simples et uns*, mais sont formés d'un très grand nombre d'éléments infiniment plus petits que les électrons et qui constituent, une partie centrale, relativement rigide à laquelle sont ou peuvent être

accolés des électrons en nombre variable et qu'on n'en peut détacher. Ces noyaux complexes ne se brisent jamais dans les réactions chimiques. S'ils se disloquent spontanément, comme dans les corps radioactifs, ils projettent avec une vitesse de dix à vingt mille kilomètres par seconde, et avec une régularité déconcertante, non des électrons, mais des molécules d'hélium : ils émettent également des électrons dont la vitesse n'est guère, inférieure à celle de la lumière. Il ne faut pas oublier que Jean Perrin pense qu'il peut y avoir aussi émission d'autres atomes, plus lourds et moins rapides que l'atome d'hélium et qui échappent à nos observations.

Ces vitesses de fuite, des atomes d'hélium et des électrons, sont vraisemblablement les vitesses de rotation de ces éléments autour de la partie centrale du noyau. Si l'on remarque que les mouvements de rotation autour du noyau obéissent sensiblement aux lois de Képler, comme l'a démontré l'analyse spectrale, on voit que la mesure exacte des vitesses permettrait d'en déduire les rayons des orbites et de connaître, sans y pénétrer, la texture du noyau atomique.

On appelle *rayons*, ces jets d'atomes ou d'électrons : rayons α ou rayons γ . Ce mot de rayon me semble mal choisi et susceptible de faire croire qu'il s'agit d'un phénomène vibratoire de l'éther ayant une période déterminée et se classant dans la gamme des vibrations électriques (rayons α) ou dans celle des vibrations lumineuses (rayons γ). Ces émissions ne sont pas des rayons mais de véritables courants, courants d'atomes ou courants d'électrons, ces derniers tout à fait analogues au courant continu que nous étudions actuellement.

Quoi qu'il en soit, la présence dans les atomes d'électrons tournant autour du noyau avec de grandes vitesses n'est pas discutable : ces vitesses varient avec les rayons des orbites et sont inversement proportionnelles aux racines carrées de ces rayons.

On sait, d'autre part, que les rayons des divers orbites d'un même atome forment une progression simple analogue à celle des rayons des planètes du système solaire.

Un fait également bien établi, c'est que seuls les électrons planètes externes, dont le nombre varie de 0 à 8, jouent un rôle en chimie.

Les atomes dont le nombre d'électrons externes est 0 ou 8, sont inertes au point de vue chimique, c'est-à-dire

ne participent à aucune réaction chimique.

Les autres ne se combinent entre eux que dans la mesure où la somme des nombres de leurs électrons externes donnera le total 8.

N'est-ce pas tout à fait remarquable ?

Le nombre d'électrons externes ne paraissant pouvoir dépasser 8, il en résulte que l'atome est bien constitué comme je l'ai indiqué, c'est-à-dire avec des électrons-planètes tournant autour du noyau sur des orbites différentes. Ces rayons s'échelonnent suivant la progression susindiquée qui serait la même pour tous les atomes, on comprend que l'on arrive assez vite à un rayon maximum au delà duquel les corpuscules échappent à l'action du noyau : c'est ainsi que s'explique ce nombre maximum de 8 qui serait incompréhensible s'il pouvait y avoir plusieurs électrons sur la même orbite. L'action du noyau, à laquelle je viens de faire allusion, n'est pas une attraction, comme on a l'habitude de le dire : c'est un afflux matériel vers ce noyau qui empêche les corpuscules planètes de s'échapper en vertu de leur force centrifuge. Tout se passe comme dans le système solaire.

Le fait que les combinaisons d'atomes amènent toujours à 8 le nombre des électrons planètes et, en outre, produisent de la chaleur, vient à l'appui de ma conception de la constitution moléculaire, par galettes atomiques accolées.

Ces galettes conservent leur individualité puisqu'elles réapparaissent dans les dislocations.

Leurs électrons planètes ne peuvent tous rester sur leurs orbites primitives sous peine de se heurter. Quelques-uns élargissent leurs trajectoires en perdant de leur vitesse et de leur énergie au profit de l'éther et du milieu ambiant. C'est ce qui expliquerait ce dégagement de chaleur qu'on a constaté sans en avoir donné, au moins à ma connaissance, une justification rationnelle.

Le passage d'un électron sur la trajectoire voisine correspondrait-il à la constante de Planck ? Il est intéressant de remarquer à ce sujet que, si les rayons des orbites électroniques de l'atome sont reliés par une loi analogue à celle qui relie les rayons des orbites planétaires du système solaire, le passage d'un électron d'une orbite sur l'orbite extérieure voisine représente une perte d'énergie qui est un multiple exact de celle correspondant au passage d'un électron de la septième à la huitième orbite.

LES GRANDES QUESTIONS DE LA T. S. F.

T. S. F. ET ÉDUCATION



LE développement pris par la T. S. F. nous incite à résoudre certaines questions qui n'avaient pu se poser avant qu'un certain degré de perfectionnement des appareils et des émissions n'ait été atteint.

C'est ainsi qu'un nouveau genre littéraire est né ; la pièce, le drame, la comédie radiodiffusée ne sont pas construits sur les mêmes principes que la pièce, le drame ou la comédie auxquels on assiste ; certaines qualités générales doivent être intensifiées, d'autres atténuées, et les règles à suivre ne sont pas encore toutes édictées ; mais, la pièce cinématographique n'est-elle pas passée par le même stage ?

Plus importante encore est la question de l'éducation par T. S. F. « Au quinzième siècle, quand les œuvres de la civilisation grecque furent ramenées par des érudits voyageant à travers l'Europe, pour éclairer de nouveau l'imagination des hommes, l'invention de l'imprimerie vint à point pour aider les connaissances nouvelles. Une fois encore, au cours de ces cent dernières années, la science nouvelle a révolutionné la vie et la pensée humaines, et les universités, éveillées aux besoins nouveaux, envoient leurs professeurs à l'intérieur de leurs murs. Il se peut que la radiodiffusion aide ce renouveau moderne des études, comme l'imprimerie a favorisé la Renaissance à ses débuts. »

Telles sont les premières lignes de l'introduction du rapport final, qui expose les résultats d'une vaste enquête entreprise sur le rôle que la T. S. F. peut jouer désormais dans l'éducation publique ; investigation conduite sous la direction de Sir Henry Hadow, vice-chancelier de l'Université de Sheffield (Angleterre).

Ainsi nous ne sommes pas les seuls à attacher à la nouvelle utilisation de la T. S. F. une attention sérieuse.

Tout récemment, à Londres, le lord maire de cette ville, Sir John Kynaston Studd, qui est, comme on sait, le Président de l'Association of Techni-

cal Institutions, présidait le dîner annuel de l'Association, au cours duquel, suivant la tradition, est discutée la question d'actualité qui paraît la plus grave, celle qui mérite d'être tranchée par la collaboration de tous les membres de l'Association. Cette année, ce fut M. C.-A. Siepmann, de la Section de l'Education pour adultes de la B. B. C. (British Broadcasting Corporation) qui fut chargé de l'exposé et qui choisit pour sujet : « Relation de la Radio-diffusion et de l'Education future ».

La Grande-Bretagne jouit de l'avantage d'une radio-diffusion organisée, et fonctionnant depuis près de sept ans, sous une direction unique ; elle a vu se créer peu à peu un véritable système éducatif qui, conformément au caractère anglais, s'est modifié et se modifie suivant les résultats de l'expérience.

Le moment semble donc venu d'examiner à notre tour quels sont les principes suivis par nos voisins en cette matière, et comme la France aura elle aussi, un jour ou l'autre, une radio-diffusion je l'espère harmonieusement constituée, il n'est jamais inutile de noter ce qu'a fait autrui, ses succès ou ses erreurs, pour gagner du temps en ne refaisant pas inutilement de coûteuses expériences. C'est dans cet esprit que nous allons examiner, analyser et critiquer l'œuvre éducative de la radiodiffusion britannique.

L'Education des Adultes

Mais, au moment d'entreprendre semblable travail, il est nécessaire de faire quelques distinctions entre les diverses questions qui intéressent l'éducation et de les traiter chacune séparément.

La radiodiffusion peut permettre de faire entendre aux enfants des écoles les paroles des maîtres de la pensée contemporaine ou des compétences spécialisées ; et ceci constitue tout un chapitre de la radioéducation.

Mais, si celle-ci n'existait pas, l'instruction des enfants ne continuerait pas moins à se faire, comme elle a été faite jusqu'ici.

Au contraire, l'éducation des adultes dépend désormais en grande partie de la radiodiffusion ; je veux dire, la radiodiffusion offre le moyen le plus pratique à l'adulte de s'instruire.

La guerre a fait sortir de leurs zones d'habitat coutumier bien des gens qui y seraient restés sans cela ; ils ont vu des choses nouvelles, qui les ont étonnés, intéressés, et une fois rentrés au pays, ils ont saisi avec plus de facilité l'agrément que donne à la vie une instruction un peu plus avancée.

Certains ont alors cherché à l'acquiescer ; mais immédiatement ils se sont heurtés à des difficultés.

Car pour combien d'entre eux le travail pour gagner la vie quotidienne a commencé le jour même où ils sont sortis de l'école, et maintenant ils n'ont plus le temps de lire même.

D'autres regrettent de n'avoir pas tiré de leur séjour à l'école tout le profit qu'il leur était à ce moment si facile d'acquiescer et voudraient essayer de rattraper le temps perdu, mais comment faire ?

Les femmes ont maintenant une part de plus en plus grande dans la vie sociale, mais leur formation est-elle à hauteur de leur nouveau rôle ?

En un mot l'éducation de l'adulte est un des nombreux problèmes sociaux de l'heure.

Des solutions partielles ont été apportées parfois, mais il est bien rare qu'elles n'exigent pas de ceux qu'elles doivent satisfaire de nouveaux sacrifices, par exemple un déplacement pour aller entendre une conférence.

Aussi la radiodiffusion apparaît-elle comme arrivant tout à fait à point pour permettre d'organiser l'éducation des adultes. Elle seule apporte au foyer la bonne parole éducatrice ; elle ne force pas, elle invite à écouter, et chacun prend ce qui lui plaît le mieux.

C'est de cette éducation des adultes par T. S. F. que je vais aujourd'hui

même m'occuper, je me limite volontairement, parce que la question est suffisamment importante par elle-même.

Le Comité Hadow

La radiodiffusion britannique organisée aujourd'hui en véritable service public avait dès ses débuts aperçu le rôle qu'elle pourrait jouer ; mais le problème lui paraissait difficile ; elle n'avait devant elle aucune tradition, aucune expérience en pareille matière.

Aussi, en 1926, en collaboration avec le British Institute of Adult Education, décida-t-elle d'instituer un Comité Mixte « pour rechercher les possibilités de la radiodiffusion comme moyen d'éducation générale des adultes Sir Henry Hadow, vice-chancelier de l'Université de Sheffield, fut nommé président » (*B. C. C. Handbook* 1929).

Ce Comité comprit en outre :

Le professeur W. G. S. Adams, membre du collège All Souls d'Oxford, professeur des Sciences et Institution Politique.

M. E. Salter Davies, directeur de l'Education du comté de Kent.

Le capitaine L. F. Ellis, D. S. O., M. C., secrétaire général du National Council of Social Service.

M. G. H. Gater, C. M. G., D. S. O., membre du London County Council, chargé de l'éducation.

Miss G. E. Hadow, vice-présidente de la National Federation of Women's Institute.

Le colonel J. M. Mitchell, O. B. E., M. C., secrétaire, du R. Carnegie United Kingdom Trust.

Le professeur R. Peers, M. C., Department of Adult Education University College, Nottingham.

M. Arthur Pugh, président de l'Education Advisory Committee of the General of the Trades Union Congress, président de la Workers' Educational Association.

Honorable Oliver Stanley, M. C., M. P., secrétaire parlementaire privé du président du Board of Education, secrétaire-honoraire du British Institute of Adult Education.

Mr C. O. G. Douie, représentant du Board of Education.

Mr G. G. Williams, secrétaire, Adult Education Committee, représentant du Board of Education, qui succéda au précédent en cours de travaux.

Ainsi qu'on le voit, les membres du Comité Hadow étaient choisis dans les différentes sphères officielles ou libres qui s'occupent d'éducation. A côté des membres du parlement, on y trouve des fonctionnaires du Board of

Education, et des représentants des Trade Unions.

Quant à la B. B. C., elle était représentée par :

Sir J. C. Reith, directeur général.

M. R. H. Eckersley, assistant directeur.

Mr. J. C. Stobart, directeur de l'Education.

M. D. Cleghorn Thomson, directeur de la zone nord.

Mr E. R. Appleton, directeur de la station de Cardiff.

Mr R. S. Lambert, de la section de l'Education des adultes.

Enfin deux secrétaires complétaient cet état-major :

Miss H. Matheson, directeur des conférences de la B. B. C.

Mr T. H. Searls, M. C. secrétaire du British Institute of Adult Education.

La méthode de travail du Comité.

« Le Comité passa dix-huit mois à interroger des témoins, à examiner des rapports, et invita les organisations et les personnes qui le désiraient à exprimer leurs opinions et à fournir des suggestions.

Pendant le cours de l'enquête, de nombreuses expériences furent faites, Elles comprirent la radiodiffusion d'une série de conférences sur des sujets très variés ; des groupes d'auditeurs furent constitués par des groupements d'étudiants, et des discussions suivirent sous la direction de chefs de groupe. Les résultats ont été très encourageants... » (*op. cit.*)

L'œuvre du comité Hadow.

Le résultat de ce travail a été exposé par les soins du comité en un long rapport, intitulé *New Ventures in Broadcasting*, et portant en sous-titre *A Study in Adult Education*. Il a été édité par la B. B. C.

L'étude de ce rapport est donc particulièrement intéressante pour nous ; sans prétendre à une analyse détaillée, nous allons mettre sous les yeux de nos lecteurs les principaux points examinés, et nous en citerons les conclusions.

N'oublions pas deux faits :

1^o Le rapport a été fait pour servir de point de départ à l'organisation de la radiodiffusion éducative pour adulte, donc avant que ce service ne fonctionnât.

2^o Il a servi de base à la radiodiffusion éducative pour adulte, telle qu'elle se pratique aujourd'hui.

Le développement de la radiodiffusion.

Le rapport Hadow constate d'abord que, si même dans le programme des émissions il n'était réservé aucune place spéciale à l'instruction et à l'éducation, la radiodiffusion serait cependant un puissant moyen de formation intellectuelle, artistique et morale, par ce simple fait qu'elle pénètre partout, qu'elle apporte à tout esprit, même le plus nonchalant une substance à assimiler, qu'il le veuille ou non ; elle fait connaître, elle force à réfléchir, elle instruit.

La caractéristique est, comme celle du cinéma, et peut-être encore davantage, son pouvoir d'attirer et de retenir l'intérêt « c'est la méthode parfaite par laquelle on peut réussir ce qu'on a appelé une « éducation insidieuse ». (*op. cit.*)

Le rapport fait ensuite un rapide historique du développement de la radiodiffusion en Grande-Bretagne. Retenons la date de son inauguration : en février 1920, la station de Chelmsford ouvre la série par deux séances quotidiennes d'émission d'une demi-heure chacune. Et peu après on introduit dans les programmes des causeries ; Sir Olivier Lodge, dit Sir William Bragg, comptent parmi les premiers conférenciers. On peut donc dire que l'œuvre d'éducation des adultes par T.S.F. commence aux tout premiers débuts de la radiodiffusion.

La seconde étape est marquée par la constitution de comités consultatifs, qui donnent leur avis sur toute question intéressant la radiodiffusion éducative, comités qui comprennent des membres de la B. B. C., du ministère de l'éducation nationale, et des maîtres et maîtresses d'école (début de 1923). La B. B. C. elle-même crée une section d'éducation placée sous les ordres d'un *Education Director*.

En 1923, les programmes du soir contiennent deux causeries de dix à douze minutes chacune.

Dans l'été de 1924, on procède d'abord à des expériences de radiodiffusion dans les écoles.

C'est cette même année que le nouveau *Education Director* entre en relations avec l'*Adult Education Committee* du ministère de l'Education, puis avec le *British Institute of Adult Education*. Le résultat en est l'organisation d'un programme régulier de conférences pour le soir, et sa publication dans un *Syllabus* relatif à la période octobre à décembre 1914 : 20.000 exemplaires de ce syllabus furent distribués.

A partir de Pâques 1927, l'*Education Director* est secondé par un nouveau sous-directeur et un aide, chargés tout spécialement de l'*Adult Education Section*. A ce moment, il y a cinq conférences de vingt-cinq minutes chacune à 19 h. 25 m. par semaine, une conférence hebdomadaire d'une demi-heure à 20 h., et une conférence hebdomadaire l'après-midi.

Pour donner plus de facilités à l'auditeur pour suivre les conférences, des brochures appelées *Aids to Study* contenant quelques renseignements : données numériques, dessins, une bibliographie, sont imprimées et distribuées.

Les journaux de la B. B. C. publient des renseignements complémentaires, tandis que des cartes postales fournies par la National Gallery et le National History Museum sont mises en vente.

A la session d'automne de 1927, 250.000 *Aids to Study* ou brochures semblables sont acquises par le public.

En même temps une importante correspondance est adressée à la B. B. C. par les auditeurs de conférences.

Le public qui écoute.

Pour réussir dans l'œuvre entreprise, le Comité Hadow a jugé nécessaire de connaître l'auditoire, de l'identifier, et il n'hésite pas à déclarer que ce fut peut-être la partie la plus dure de sa tâche?

Quel est donc l'auditeur ?

... Il est plus vraisemblable que l'auditeur en général est un homme ou une femme qui a des occupations et qui demande à la radiodiffusion une distraction sans étiquette particulière. Une chose seule apparaît clairement. L'auditeur commun est incapable de rester fidèle au même ordre de sujets du programme. Son attention est plus ou moins solidement conservée par la voix et la personnalité de l'orateur, quel que soit le sujet. Cette enquête a tendu à montrer, cependant, qu'une plus grande proportion d'auditeurs qu'on ne le croit généralement, ont, en réalité, des sujets qui les intéressent particulièrement, et que des numéros spéciaux des programmes vont réveiller... » (*Op. cit.*).

Et alors le Comité recherche quels sont les intérêts ?

Il les découvre en étudiant les occupations des auditeurs actuels ou possibles : en comptant les groupements auxquels ils appartiennent, groupements sociaux, politiques, religieux, scientifiques, techniques ou littéraires etc. ; en se rappelant que l'auditeur appartienne à une famille, à un village, à une ville, à un pays.

« La différence... entre le public en général, non différencié, et les fractions de la communauté marquées par des intérêts particuliers, est que, dans un cas, les besoins sont inconscients et inexprimés, tandis que dans l'autre, ils sont conscients et articulés... »

« Quand on considère les groupements par profession, il est clair que certains intérêts spécialisés sont suffisamment larges et d'une importance nationale suffisante pour justifier l'introduction dans les programmes d'éducation de sujets qui ont une valeur spéciale pour eux. Ceci s'applique, par exemple, aux maîtres de l'enseignement, aux fermiers, aux autres travailleurs agricoles, aux ouvriers de certaines grandes industries telles que l'industrie minière, etc. » (*op. cit.*).

L'éducation pour adulte s'applique particulièrement à certaines personnes isolées par leurs occupations, gardiens de phare, ou bateau-feux, pêcheurs, etc.

Dix mille appareils sont en usage chez les aveugles, il faut songer à ceux-ci.

Certains districts de l'Angleterre sont intéressés par des questions particulières, les potiers dans le North Staffordshire, par exemple.

Les étudiants enfin doivent être traités avec considération.

Quant à la proportion des horaires de programmes à consacrer à l'éducation des adultes, elle dépend de ce que l'on désire consacrer à la distraction proprement dite, aux nouvelles, aux comptes rendus sportifs, etc. Il y a donc lieu de faire un juste équilibre.

L'heure des conférences doit satisfaire à deux conditions : être telle que l'auditeur soit libre à ce moment, puisse écouter, en second lieu, ne pas obliger à une limitation des séances de récréation, nouvelles de presse, musique, etc.

La radiodiffusion et l'éducation des adultes.

L'éducation des adultes date d'un siècle.

Peu à peu au cours de ces cent dernières années, on a développé les moyens d'instruction mis à la disposition de ceux qui ont quitté l'école. Mais c'est seulement dans les quelques années qui précédèrent immédiatement la grande guerre que l'éducation des adultes prit une forme définitive.

Lorsque les hostilités prirent fin, la situation morale et sociale de la Grande-Bretagne avait été bien modifiée ; la femme notamment avait pris plus d'importance en même temps que plus d'indépendance ; elle avait

eu à supporter de nombreuses responsabilités en raison de l'absence des hommes, retenus au loin. Aussi songea-t-elle à s'organiser, et sentit-elle le besoin d'une instruction supplémentaire. Le Women's Institute a en douze années fondé des succursales en 4.000 villages d'Angleterre ou du Pays de Galles.

D'autres unions, d'autres groupements se sont formés.

C'est en 1924, enfin que les Adult Education Regulation ont reconnu certaines dispositions de première importance pour l'éducation des adultes.

Il existe donc à la fois un mouvement très fort en faveur de cette éducation et une nécessité de lui fournir les moyens de se développer.

La question se pose donc tout naturellement de savoir « si les méthodes actuelles de fournir cette formation peuvent être complètes par la radiodiffusion ».

Il est des personnes qui estiment que la journée de travail terminée, elles ont droit au repos, et ne soucient pas d'entreprendre un travail intellectuel. La radiodiffusion par sa partie récréative pourra cependant élargir le champ de leurs connaissances.

Pour réussir dans les campagnes à créer des cours d'adultes, il faut que deux conditions soient remplies ; d'abord qu'il y ait des personnes en nombre suffisant pour former un groupement, en second lieu qu'on trouve un professeur ; l'argent peut aussi quelquefois faire défaut.

La radiodiffusion va au-devant de ces difficultés, et les résout ; elle apporte à l'isolé l'instruction désirée.

Mais la radiodiffusion ne doit pas prétendre remplacer complètement l'instruction directe ; elle la stimule au contraire, en mettant au contact des maîtres illustres et de très nombreux élèves.

Le programme, l'auditeur et le conférencier.

Il y a maintenant une harmonie à établir entre les programmes, l'auditeur et le conférencier.

Cette question mériterait que nous y consacrons de longues pages.

Le programme choisi pour intéresser le public doit être reçu par lui.

Différentes conditions sont encore à remplir, mais il en est deux principales ; il faut que les deux extrémités de la ligne, si j'ose m'exprimer ainsi, soient effectives.

Il faut que le conférencier dirige son art de telle sorte qu'il retienne l'attention de l'auditeur. Il doit aux

qualités ordinaires en joindre d'autres, car il est invisible à son auditoire.

L'auditeur doit de son côté surmonter ces mille petites difficultés que l'amateur souvent se crée lui-même par une maladresse à manipuler son appareil récepteur.

Les conclusions.

Ayant ensuite discuté les besoins du moment, l'organisation à créer ou développer, et le point de vue financier, le rapport Hadow exprime les conclusions suivantes, que je donne in-extenso :

Rôle de la radiodiffusion.

1. Fournir une récréation et une distraction a été et est encore une des fonctions principales de la radiodiffusion et les signataires de ce rapport estiment que cette fonction doit être étendue et développée.

2. Il est impossible, cependant, de tracer une ligne nette entre la récréation et l'éducation. Pour beaucoup, récréation veut dire simplement la dernière comédie musicale ou l'audition d'un programme de variétés ; pour certains, ce mot peut vouloir dire la meilleure musique d'hier et d'aujourd'hui ; pour d'autres c'est la sensation du contact avec un monde élargi. Pour un grand nombre il comprend encore les causeries d'ordre général, les discussions et lectures, qui les tiennent au contact des idées et des affaires d'actualité. Ceci est en fait une forme importante de l'éducation des adultes.

Satisfaction de nouveaux besoins.

3. Mais voici qu'on exige de plus en plus, et d'une façon impressionnante de la radiodiffusion qu'elle prouve des facilités à une éducation plus spécialisée des adultes. En dehors de la demande actuelle, qui est suffisamment large et importante pour qu'on en tienne légitimement compte dans l'horaire des programmes, le fait que la radiodiffusion est un service public, renforce l'idée qu'on doit s'en servir dans l'intérêt de l'éducation nationale.

4. Le développement effectif d'un service général d'éducation dans son sens le plus large, oblige à une analyse serrée de l'auditoire et des intérêts variés qu'il représente. Une beaucoup plus grande quantité d'auditeurs qu'on ne l'imagine généralement prend un intérêt particulier à certains sujets, auxquels on peut faire appel dans certains cas. Il est évident qu'en surplus du programme général, le service de radiodiffusion pourrait donner des causeries, qui seraient les bienvenues

auprès d'un large public, qui ont des intérêts spéciaux, par exemple, les fermiers, les membres des sociétés coopératives, les maîtresses de maison, les jeunes gens, les étudiants, etc.

Programmes simultanés.

5. Un tel plan dépend pour son plein développement de la politique de programmes d'audition simultanés entre lesquels tous les auditeurs ou pratiquement tous les auditeurs peuvent choisir les sujets qui leur plaisent. Comme ces programmes simultanés ne deviendront réellement efficaces que lorsque tout le plan des stations régionales aura été complété, il importe que ce plan soit réalisé aussitôt que possible.

Place de la radiodiffusion dans l'éducation des adultes.

6. Le mouvement en faveur de l'éducation des adultes, pour vigoureux qu'il soit, ne touche encore qu'une faible proportion de la population. La radiodiffusion, qui est le dernier en date des moyens d'actions qui se mettent à la disposition des promoteurs de ce mouvement, peut servir à remplir nombre des lacunes existant encore ; elle peut élargir le cercle de recrutement des étudiants, par sa puissance à atteindre et à stimuler un large public ; elle peut fournir un moyen d'éducation, pour ceux qui n'en ont pas d'autres ; elle peut mettre les auditeurs au contact des maîtres de la pensée et des experts en bien des matières ; et elle peut amener l'auditeur à des études plus méthodiques et plus intenses. Il y a peu de danger qu'elle supplante les autres moyens d'éducation, en particulier si le corps enseignant prend sa part dans son développement.

Les groupes de discussion.

7. Le contact entre les esprits constitue une partie vitale du procédé d'éducation. Les groupes de discussions, méthodiques ou non, peuvent grandement augmenter la valeur du bénéfice à tirer des causeries radiodiffusées. Les chefs de ces groupes de discussions ont un rôle important à jouer en stimulant la discussion et en posant des questions ; et il est désirable que tout encouragement soit donné à la formation de semblables groupes, et que toute aide possible leur soit apportée.

Il est à espérer que toutes les organisations et toutes les institutions d'éducation qui possèdent des immeubles mettront un local à la disposition

d'un groupe d'auditeurs et s'efforceront de réunir les fonds pour l'achat et l'installation d'appareils de réception. Dans certaines localités deux ou trois groupements peuvent faire beaucoup dans ce sens en s'organisant en coopérative pour l'achat des postes.

Activité supplémentaire.

8. Du point de vue éducatif, l'effort individuel de l'auditeur est un facteur essentiel. La politique suivie jusqu'à ce jour par la B. B. C. oblige d'être poussée plus loin dans trois directions.

a) Augmentation des publications, en y comprenant un journal hebdomadaire illustré, dont le projet serait établi et qui serait dirigé par ceux qui sont chargés de la partie éducative de la radiodiffusion.

b) Augmentation de la publicité : il est important qu'un avis détaillé et lancé de bonne heure soit donné des futures conférences et des autres sujets capables de trouver place dans les programmes éducatifs des divers groupements ou sociétés.

c) Augmentation de l'activité organisatrice. Un service adéquat et perfectionné devrait comprendre non seulement des réponses aux correspondances reçues, mais aussi des avis sur les difficultés techniques, sur la lecture et les études privées, sur la formation de groupes de discussion sans-filiste, et sur les autres moyens d'études plus poussées.

Les problèmes de réception.

9. La solution satisfaisante de tous les problèmes de réception est de la plus haute importance.

C'est seulement en élevant le niveau de la réception, et en assurant l'utilisation correcte et l'entretien des appareils de réception qu'un plein avantage pourra être tiré de la radiodiffusion.

Ceci demande le développement d'un service d'ingénieurs, visitant à domicile et donnant des conseils à tous ceux qui sont chargés des appareils de réception destinés à l'éducation.

Il est également important qu'on puisse obtenir des avis sur la méthode à employer pour assurer la construction d'appareils de réception convenant d'après les spécifications de la B. B. C. au but éducatif.

Les sujets de la radiodiffusion éducative.

10. Le programme radiodiffusé demande la plus grande liberté dans l'expérience en ce qui concerne la matière radiodiffusée et sa présentation.

D'un autre côté il est absolument

nécessaire que la radiodiffusion éducative concorde étroitement avec les intérêts du grand public. La radiodiffusion doit se spécialiser dans ces sujets qui apparaîtront comme étant ceux qui conviennent le mieux à ce milieu particulier.

11. Supprimer les sujets de controverse, c'est supprimer tout ce qu'il y a de plus stimulant et de plus important pour les hommes et les femmes, en tant qu'individus et en tant que citoyens.

Un soin particulier doit être apporté au choix de ceux qui doivent parler sur ces sujets devant le microphone, mais si ceux qui sont ainsi choisis ont le sens de leur responsabilité, ils doivent avoir toute la liberté possible pour traiter ces sujets.

Le meilleur moyen de traiter ces sujets de controverse, est de les considérer du point de vue éducatif, c'est-à-dire de présenter un juste exposé des écoles de pensée en conflit.

Des débats, des discussions entre les partisans des divers systèmes, qui aient qualité pour parler avec autorité constituent des méthodes également valables et efficaces.

La technique de l'orateur par radiodiffusion.

12. La technique du discours par radiodiffusion exige également des expériences continues.

Posséder une personnalité, être capable de l'imposer à un auditoire invisible, sont d'une importance primordiale, bien que les meilleurs résultats ne puissent être atteints qu'en développant complètement, en même temps que l'expérience, la technique éducative spéciale, qui convient le mieux à la radiodiffusion.

Disposition de l'horaire du programme.

13. La méthode la plus satisfaisante de pourvoir aux exigences d'un service

de radiodiffusion éducative serait de réserver tout ou la principale partie du temps occupé par la radiodiffusion sur une longueur d'onde qui serait capable d'être entendue dans tous les pays pendant le service spécial des conférences, de la musique, etc.

Jusqu'à ce qu'on ait obtenu la preuve que cette méthode puisse être réalisée, une proportion définie du temps des programmes généraux doit être allouée à des causeries d'ordre général, et certaines périodes à des heures appropriées du jour doivent être consacrées à l'éducation plus formelle.

Dans un système de deux longueurs d'onde, cette éducation plus formelle exigerait au moins une heure par jour après 19 h. 30 m., en plus des causeries faites à d'autres heures du jour.

Il est également essentiel que dans tout plan de réorganisation ou de développement de la radiodiffusion éducative des dispositions soient prises pour qu'il soit alloué une certaine fraction du temps à des causeries d'éducatives locales.

Coopération des groupements éducatifs déjà existant.

14. Pour développer la politique esquissée ci-dessus, il sera nécessaire d'inviter les forces éducatives du pays à prendre leur part de responsabilité dans l'œuvre entreprise.

Sans un mécanisme adéquat de coopération, il est impossible de dresser une liste, en laquelle on puisse avoir confiance, de ce qui est nécessaire à l'éducation des diverses catégories d'auditeurs, ou d'apporter à ceux-ci l'aide dont ils ont besoin.

A notre avis, ceci demande la création d'un Conseil Central pour l'Education des adultes, composé de représentants nommés par les organismes d'éducation importants, et pour une certaine proportion de mem-

bres désignés, auxquels on donnerait progressivement certains pouvoirs et, qui partageraient la responsabilité dans l'organisation des programmes éducatifs et dans la solution des questions intéressant l'auditoire.

Il serait également nécessaire d'établir des conseils régionaux, basés sur les divisions éducatives actuelles prévues pour l'œuvre de l'Université, Conseils Régionaux, qui représenteraient l'opinion locale et qui s'occuperaient des problèmes locaux.

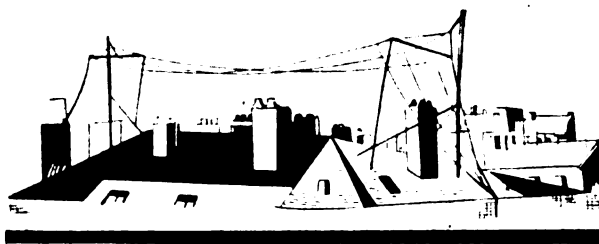
Un représentant de chaque Conseil Régional siégerait au Conseil Central. Jusqu'à ce que ces conseils fonctionnent, un Comité Provisoire restreint serait maintenu dans le but formel d'assister la B. B. C. dans l'œuvre d'établissement du mécanisme recommandé, et qui dans l'intervalle donnerait son avis sur l'activité éducative en faveur des adultes.

Finance.

15. Les coûts de semblables services, tels qu'ils ont été esquissés, à notre avis, devraient être couverts par prélèvement sur la part du revenu des taxes qui est actuellement retenue par le Postmaster General en plus des frais de collection de ces taxes et de l'administration.

Les conclusions du Comité Crawford, sur lesquelles est basée la constitution actuelle de la B. B. C., n'envisagent pas la retenue de semblables fonds par l'Etat jusqu'à ce qu'un service adéquat ait été assuré. Dans votre opinion le développement efficace de la radiodiffusion éducative doit être considéré comme une partie essentielle d'un service adéquat (*op. cit.*).

Telles sont les conclusions du rapport Hadow. Les amateurs de notre pays qui écoutent Londres ou Davenry pourront vérifier dans quelles proportions elles ont été réalisées dans la pratique.



RADIOTECHNIQUE

APPAREILS, MÉTHODES ET FORMULES de MESURES

par Jean VIVIÉ, Ingénieur civil des Mines.

■ ■ ■ ■ ■

Les mesures sont à la base de tout travail technique : sur elles s'appuient les réalisations pratiques les plus sérieuses.

Notre but est, dans cette série d'articles, de montrer tous les moyens mis en œuvre pour exécuter les mesures les plus diverses exigées par la science radioélectrique.

Mais nous espérons en même temps montrer à l'amateur que bon nombre de ces mesures sont à sa portée, grâce surtout aux méthodes utilisant les propriétés des lampes de T. S. F., méthodes trop ignorées jusqu'ici.

PREMIERE PARTIE : APPAREILS DE MESURES

LES appareils de mesures utilisés en radiotechnique comprennent tout d'abord les différents appareils de mesures électriques utilisés dans la plupart des laboratoires de physique : à côté de ceux-ci, se trouve toute une catégorie d'appareils propres aux mesures de T. S. F. et qui utilisent les propriétés de la lampe audion à 3 électrodes ou à 4 électrodes dans des montages divers que nous étudierons en détail ; enfin des appareils très spéciaux et assez compliqués ont été créés en vue de mesures délicates et déterminées : ils feront l'objet d'un troisième paragraphe de ce chapitre.

Nous ne ferons pas précéder cette étude d'un exposé des unités employées et des erreurs qui sont à admettre dans toutes les mesures : nous dirons tout ce qu'il faut à ce sujet à propos de chaque appareil et de chaque méthode.

§ 1. — APPAREILS DE MESURES ÉLECTRIQUES UTILISÉS EN T. S. F.

A la base de tous les appareils de mesure utilisés dans les mesures courantes se trouve le *galvanomètre* ; dans les appareils industriels où l'on ne recherche ni une très grande précision, ni une extrême sensibilité, l'instrument de base est le *galvanomètre à aimant mobile* : leurs déviations ne sont pas proportionnelles, leur amortissement est défectueux, et l'appareil n'est pas constant dans le temps, les circuits magnétiques n'étant pas fermés et se désaimantant à la longue. Ce n'est pas un appareil de laboratoire pour

mesures précises et nous n'en parlerons pas davantage.

Galvanomètre à cadre mobile

Le galvanomètre à cadre mobile type *Deprez-d'Arsonval*, est l'appareil de précision pour la mesure de l'intensité des courants continus.

La partie magnétique de l'appareil est constituée par un puissant aimant fer à cheval dont les pôles N et S sont munis de saillies circulaires entre lesquelles se trouve un cylindre concentrique en fer doux : il y a ainsi 2 entrefers circulaires de quelques millimètres, dans lesquels se meuvent les 2 branches verticales d'un cadre formé de nombreuses spires en fil très fin (fig. 1) ; on obtient ainsi dans toute l'étendue du champ de rotation du cadre des lignes de force constamment perpendiculaires aux branches verticales du cadre mobile. Ce cadre mobile est suspendu par 2 fils métalliques fins dont le rôle est double : 1° servir à l'amenée et au retour du courant

parcourant le cadre ; 2° produire lors que le cadre tourne d'un angle θ , un couple antagoniste donné par la formule $G\theta$: la quantité C s'exprime en fonction du diamètre et de la longueur du fil par la relation $C = A \frac{d^4}{l}$

où la constante A a une valeur (en C.G.S.) de 250 pour l'argent, de 350 pour le laiton, de 450 pour le cuivre. Le fil de suspension f porte (fig. 2) un miroir M qui sert à la mesure des angles de déviation par la méthode de Poggendorf.

Dans cette méthode, une fente F est vivement éclairée par une petite lampe électrique L et est placée au 0 d'une échelle graduée en celluloïd E : on place la fente F perpendiculairement au miroir M , à une distance MF égale au double de la longueur focale de ce miroir (si M est un miroir concave). Si le miroir M a tourné d'un angle θ , le rayon réfléchi MS tourne d'un angle double 2θ et on observe sur la règle en S le spot lumineux : on lit donc la distance FS sur

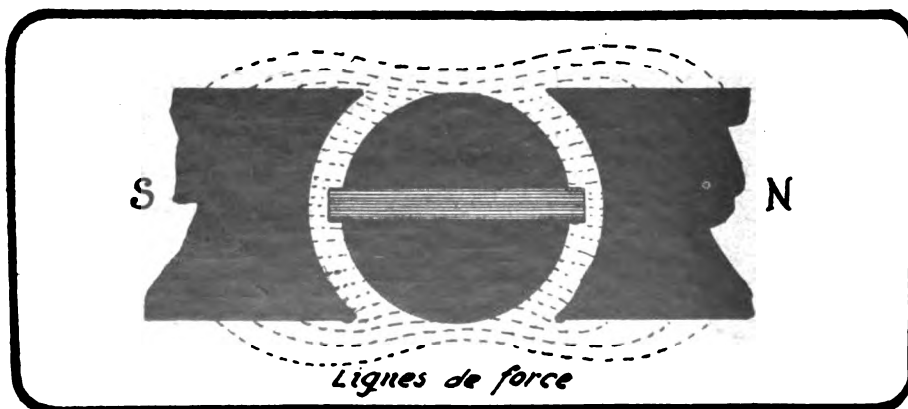


Fig. 1

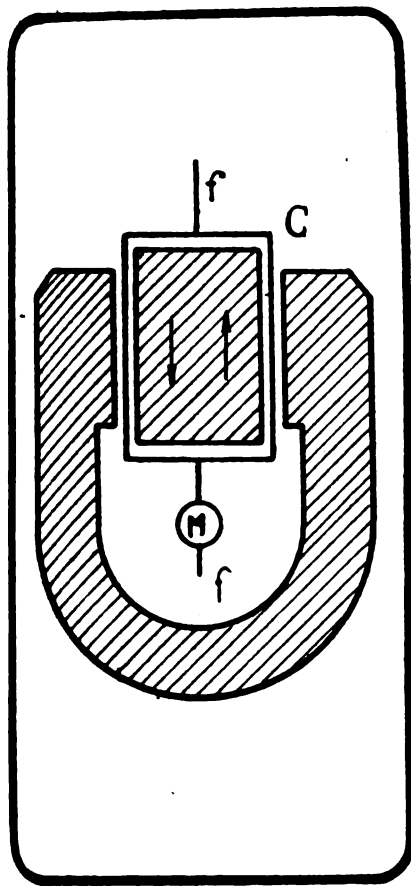


Fig. 2

la graduation, et on en déduit la valeur de l'angle de rotation, puisque :

$$\operatorname{tg} 2\theta = \frac{FS}{FM}$$

Connaissant l'angle θ , on en déduit la valeur du courant i circulant dans le cadre : en effet, soit H la valeur du champ dans l'entrefer, n et s le nombre de spires et la surface du cadre ; le couple électromagnétique a pour valeur : $Hnsi$

Au moment de l'équilibre, on a donc :

$$H_{nsi} = C\theta$$

d'où

$$i = \frac{C\theta}{Hns} = K\theta$$

Ainsi l'intensité i du courant est proportionnelle à l'angle θ , et par suite sensiblement proportionnelle à $\text{tg } 2\theta$ qui représente le déplacement du spot lumineux : θ est de l'ordre de 7° .

L'amortissement de l'équipage mobile est réalisé par les courants de Foucault qui prennent naissance dans le cadre : ces courants d'induction étant d'autant plus intenses que la résistance du circuit est plus faible.

on obtiendra un freinage rapide en court-circuitant les bornes de l'appareil : ce moyen est toujours utilisé pour la remise au zéro.

La sensibilité de l'appareil dépend de la résistance ohmique du cadre qui varie dans le même sens que le nombre de spires n : avec 40 tours de fil 5/10 on a une déviation de spot lumineux de 1 % pour 1,2 μA (microampères) et une résistance de 1 Ω : avec 500 spires de 1/10, la résistance est de 200 Ω et la déviation de 1 % est obtenue pour 0,1 μA .

L'augmentation de nombre de spires du cadre a pour effet d'augmenter non seulement la résistance, mais encore le poids du cadre et par suite la *période* d'oscillation propre de l'équipage

mobile $T = 2\pi\sqrt{\frac{l}{g}}$ (alors que cette

période devrait être aussi courte que possible afin de faciliter la lecture). On arrive ainsi à une période de 20 secondes pour un cadre d'une résistance de $1.000\ \Omega$: un tel galvanomètre est sensible à un courant de 10^{-10} amp. et sa *résistance critique* atteint $15.000\ \Omega$ (cette résistance d'amortissement critique est la résistance par laquelle il faudrait shunter l'appareil pour avoir l'amortissement critique par les courants de Foucault) : de tels appareils sont surtout utilisés en *galvanomètres balistiques*, que l'on étudiera plus loin.

Ampèremètres et voltmètres

Le galvanomètre à cadre mobile type laboratoire, que l'on vient d'étudier est à la réalité un *microampèremètre*, les courants mesurés directement à l'aide de cet appareil étant de l'ordre de plusieurs μ a.

On pourra mesurer des courants plus intenses avec le même appareil en utilisant un *shunt* : une résistance S sera placée en dérivation aux bornes de l'appareil ; si l'on appelle G la

résistance propre du galvanomètre, on aura (fig. 4) :

$$i = i_G + i_S = i_G \left(1 + \frac{G}{S}\right) = i_G \left(\frac{G + S}{S}\right)$$

d'où par suite :

$$i_G = i \frac{S}{G + S}$$

Comme $G + S$ est plus grand que S , il s'ensuit que le courant i_G qui traverse le galvanomètre n'est qu'une fraction de celui que l'on veut mesurer (fig. 4) : ainsi avec un shunt de 5- et un galvanomètre de 200-, on peut mesurer des courants 41 fois plus intenses.

Dans les mesures plus courantes où les intensités à mesurer varient entre le milliampère et l'ampère, on utilise des galvanomètres montés avec pivots, spiral et aiguille : le cadre est alors bobiné sur un cadre en cuivre (afin de provoquer un amortissement considérable) monté sur deux axes qui sont montés dans 2 pivots : un spiral monté sur l'un des axes fournit le couple antagoniste qu'assurait précédemment le fil de suspension : on comprend qu'un tel montage soit moins sensible, et cependant on construit des microampèremètres de ce type.

Mais l'appareil courant est le *milliampèremètre* qui par l'emploi de shunts peu devenir un *ampèremètre*. Il existe des appareils donnant toute la déviation pour 1 ma. : d'autres pour 3 ma. 5 ma. 10 ma. Les ampèremètres servant à la mesure de grosses intensités sont ordinairement des milliampèremètres de 50 ma. livrés avec jeu de shunts : la résistance S d'un shunt permettant de mesurer un

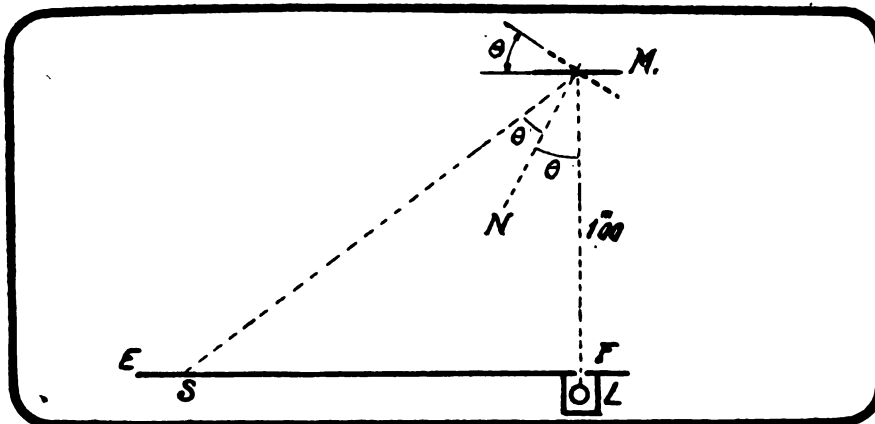


Fig. 3

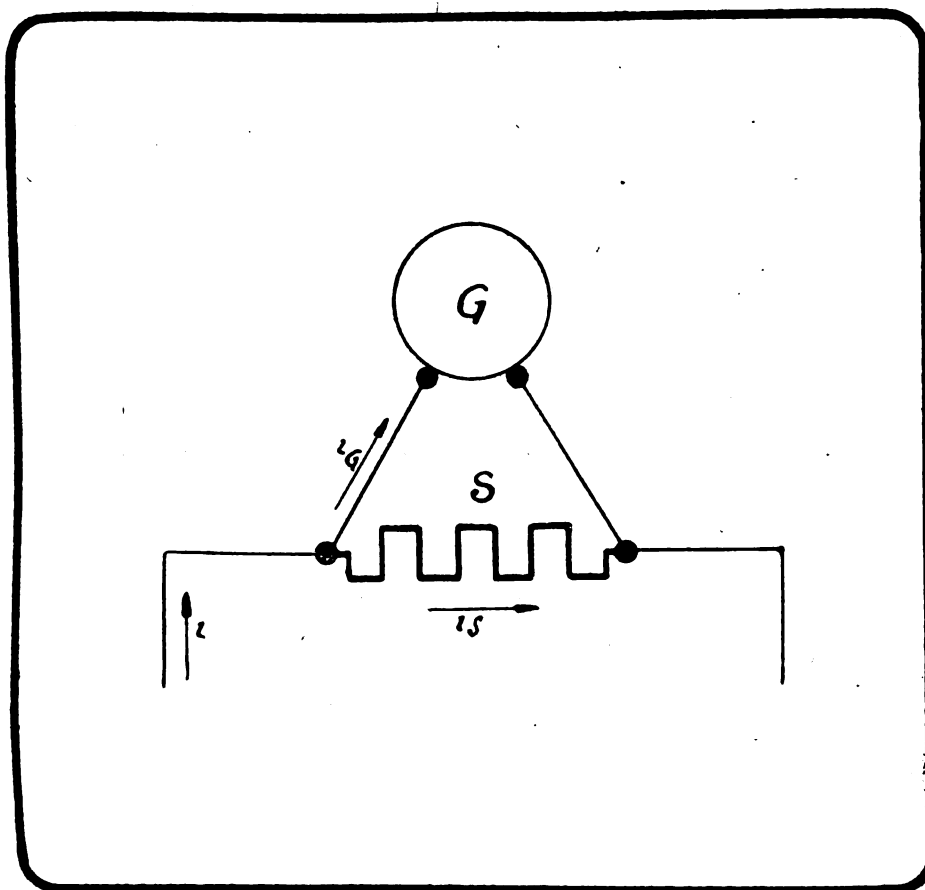


Fig. 4

courant n fois plus intense que le courant donnant la déviation totale sera telle que :

$$i_g = n i_g \cdot \frac{S}{G + S}$$

d'où :

$$\boxed{\frac{G}{n-1}}$$

La température influe sur la résistance G du cadre et sur la résistance S du shunt.

L'étalonnage étant fait à 15° , on multiplie l'indication de l'appareil par une formule en

$$[1 + \alpha(t - 15)][1 - \beta(T - t)]$$

t étant la température de l'appareil et T celle du shunt.

Les *voltmètres* sont des ampèremètres montés en série avec une résistance R telle que — si r est la résistance de l'ampèremètre — on ait pour le courant i_m donnant la déviation maxima (fig. 5) :

$$U = i_m(r + R)$$

On modifiera la sensibilité de l'ampèremètre monté en voltmètre en changeant la résistance R : l'appareil de mesure A sera d'autant plus sen-

sible que l'on désirera un voltmètre plus précis : en effet par l'effet du courant i qui circulera dans le circuit de mesure, la différence de tension U aura varié : on est donc conduit à avoir un courant i aussi faible que possible, donc une résistance $r + R$ très grande et par suite l'appareil A sera un milliampèremètre ; ainsi, pour mesurer correctement une différence de potentiel de 120 v. il est bon d'utiliser un milliampèremètre de 5 ma. en série avec une résistance d'environ 30.000 ω : des voltmètres encore plus précis présentent une résistance totale de 60.000 ω .

Nous signalerons enfin que l'effet

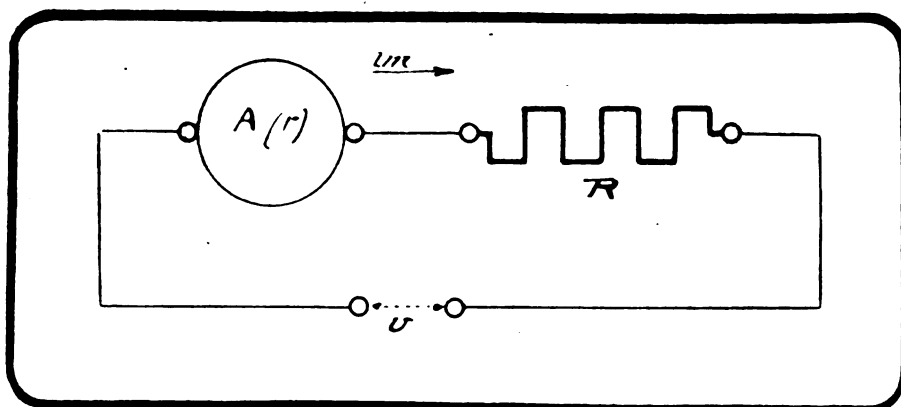


Fig. 5

de température est assez marqué avec un voltmètre : car si la résistance r du cadre varie avec la température, la résistance additionnelle R au contraire pourra être bobinée en un alliage résistant possédant un très faible coefficient de température.

Montage Meylan d'Arsonval

Dans les appareils Meylan-d'Arsonval, l'aimant A a une forme spéciale et l'entrefer e est très étroit (2 % env.) : le cadre avec armature en aluminium est excentré par rapport à l'axe de rotation O : il équilibre le poids de l'aiguille indicatrice et un de ses côtés c se déplace dans l'entrefer (fig. 6). Les avantages de ce montage sont assez nombreux :

L'aimantation est très stable du fait qu'il n'existe qu'un entrefer et qui est très étroit : corrélativement le champ magnétique est environ 2 fois plus intense que dans les appareils à noyau central, de 1.700 à 1.900 gauss : d'autre part la difficulté de centrage du noyau cylindrique ne se pose pas, et enfin le cadre contribue, on l'a vu, à l'équilibrage de l'équipage mobile.

Galvanomètre balistique

Le galvanomètre balistique est un galvanomètre à cadre Desprez d'Arsonval très peu amorti : il peut par suite mesurer des courants de faible durée, car si τ est cette durée très courte par rapport à la période d'oscillation du galvanomètre, on pourra

mesurer l'intégrale $\int_0^\tau i dt$, c'est-à-

dire la *quantité d'électricité* q débitée par le courant.

Nous supposons avoir affaire à un galvanomètre avec couple antagoniste (le cas du couple antagoniste négligeable sera étudié dans le cas du fluxmètre) : soit θ la déviation du cadre

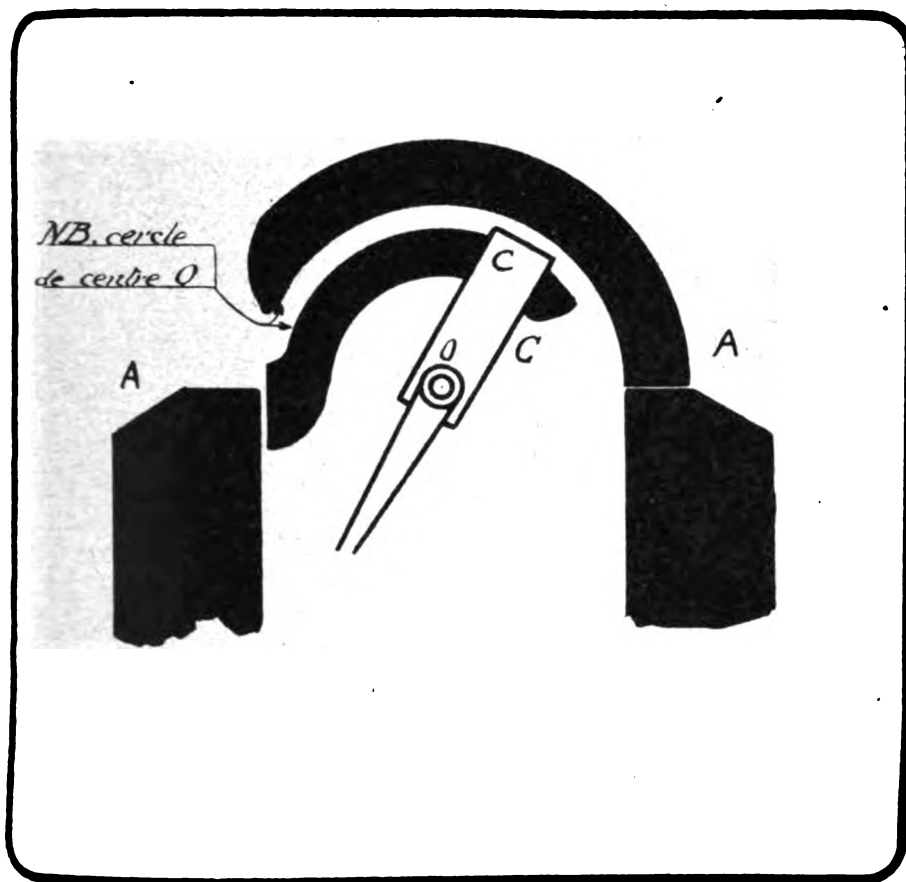


Fig. 6

lorsqu'il y passe un courant i ; deux couples existent, le couple $C\theta$ dû au fil de suspension et proportionnel à la déviation, le couple γi des forces électromagnétiques qui est indépendant de l'angle de déviation ; soit enfin I le moment d'inertie du cadre par rapport à son axe de rotation.

Il y a dans le fonctionnement d'un galvanomètre balistique deux phases assez nettes : le démarrage et les oscillations.

1° Au démarrage, le courant passe dans le cadre pendant le court instant : et le cadre à cause de son moment d'inertie I , qui est considérable, n'a pas le temps de bouger : le couple $C\theta$ de torsion du fil de suspension n'existe donc pas et l'équation différentielle du mouvement exprimera simplement l'égalité du couple d'inertie et du couple électromagnétique :

$$I \frac{d^2\theta}{dt^2} = \gamma i$$

En introduisant la vitesse angulaire

$$\omega = \frac{d\theta}{dt}$$

il vient :

$$I \frac{d\omega}{dt} = \gamma i$$

d'où en intégrant pendant le temps τ

$$I [\omega]_0^\tau = \int_0^\tau \gamma i dt = \gamma q$$

et puisque le cadre part du repos, on $I \omega \tau = \gamma q$, d'où la vitesse ω au bout du temps τ est :

$$\omega = \frac{\gamma}{I} q$$

Le cadre subit donc une impulsion (1) qui lui communique instantanément

(1) De ce fait le nom de l'appareil; le mot ballistique vient du grec βαλλω : lancer.

la vitesse angulaire ω proportionnelle à la quantité d'électricité débitée q .

2° Le courant i ayant cessé d'exister, on se trouve ramené à un problème de mécanique : mouvement d'un cadre lancé avec la vitesse ω et soumis au couple antagoniste $C\theta$: nous négligeons pour l'instant l'amortissement

$K \frac{d\theta}{dt}$ des courants d'induction et de la résistance de l'air. L'équation différentielle sera

$$I \frac{d^2\theta}{dt^2} + C\theta = 0$$

c'est-à-dire celle d'un mouvement pendulaire ordinaire : l'intégration donne :

$$\theta = A \cdot \sin 2\pi \left(\frac{t}{T} - \varphi \right)$$

avec

$$T = 2\pi \sqrt{\frac{I}{C}}$$

Les constantes d'intégration A et φ se déterminent en exprimant les conditions initiales, à savoir que pour

$t = 0$ on a $\frac{d\theta}{dt} = \omega$ et $\theta = 0$:

on trouve ainsi

$$\begin{cases} \varphi = 0 \\ \frac{d\theta}{dt} = \frac{2\pi}{T} A \cos 2\pi \frac{t}{T} \end{cases}$$

ou pour $t = 0$ $\omega = \frac{2\pi A}{T}$

Mais on a vu que $\omega = \frac{\gamma}{I} q$... donc :

$$q = \frac{I}{\gamma} \cdot \frac{2\pi}{T} \cdot A = K' A$$

La figuration graphique du mouvement du cadre nous montrera une sinusoïde du coefficient angulaire ω à l'origine d'amplitude

$A = \frac{q}{K'}$ et de période $\tau = 2\pi \sqrt{\frac{I}{C}}$ (fig. 7).

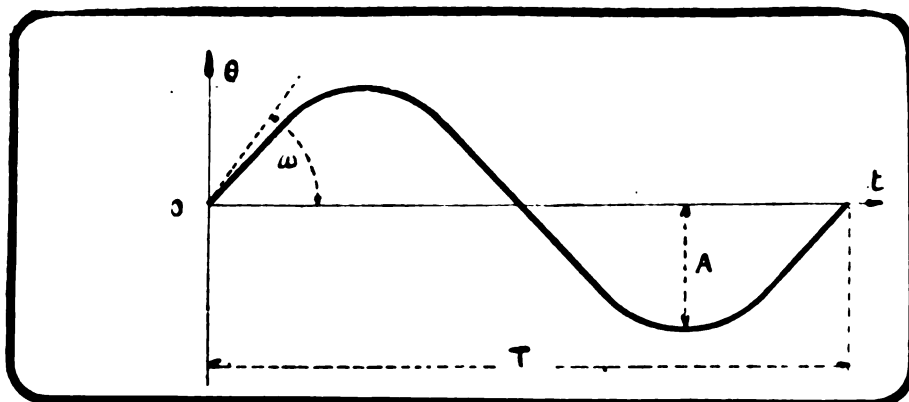


Fig. 7

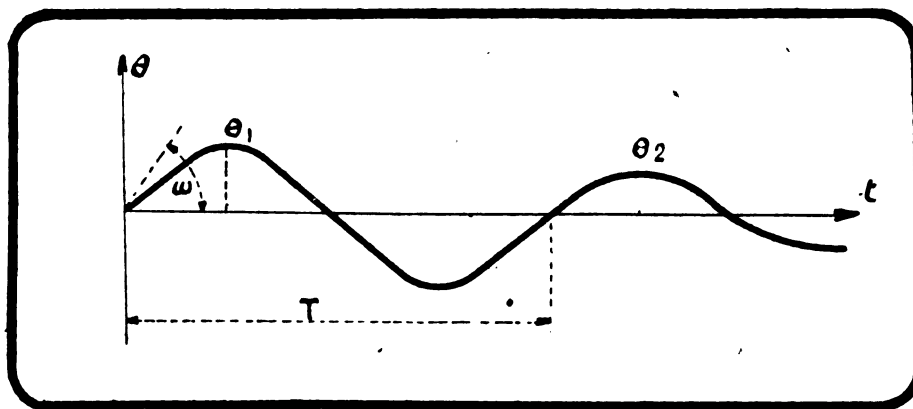


Fig. 8

Par suite on voit que l'élongation maxima A est proportionnelle à la quantité d'électricité q et l'appareil sera étalonné si on connaît K' . On peut décharger un condensateur ($q = CV$) et mesurer A , mais on peut faire une mesure absolue ; on fait passer un courant d'intensité constante i_0 : la déviation θ_0 est telle que $\gamma i_0 = C\theta_0$ et l'on peut donc calculer la constante K du galvanomètre en régime permanent :

$$K = \frac{C}{\gamma}$$

Or on a :

$$K' = \frac{I}{\gamma} \cdot \frac{2\pi}{\tau} = \frac{C}{\gamma} \cdot \frac{I}{C} \cdot \frac{2\pi}{\tau} \\ = K \frac{I}{C} \cdot \frac{2\pi}{\tau}$$

mais

$$I = C \frac{T^2}{4\pi^2}$$

d'où

$$K' = K \frac{T}{2\pi}$$

On constate facilement des valeurs de la période T allant de 10 à 20 sec. : cette grande valeur de T est nécessaire, car il faut que τ soit négligeable devant T et que l'on ait une lecture facile de l'élongation maxima. Cela entraîne pour les galvanomètres balistiques à avoir un grand nombre de spires au cadre et un grand moment d'inertie : en général, ces cadres (bobinés sur armature non métallique) sont rectangulaires et allongés dans le sens de la longueur, exemple : 15x7 cm.

Mouvement avec amortissement

Dans bien des cas, l'amortissement n'est pas négligeable, car le galvanomètre faisant partie d'un montage se trouve souvent fermé sur une résistance.

Si nous désignons par $\frac{d\theta}{dt}$ M le couple résistant ainsi créé, l'équation

différentielle du mouvement est :

$$I \frac{d^2\theta}{dt^2} + M \frac{d\theta}{dt} + C\theta = 0$$

L'amortissement ne change rien à la 1^{re} phase de lancement du cadre et la vitesse initiale reste

$$\omega = \frac{\gamma}{I} q$$

La solution générale de l'équation différentielle du second ordre est de la forme

$$\theta = A e^{r_1 t} + B e^{r_2 t}$$

r_1 et r_2 étant solutions de l'équation caractéristique :

$$I r^2 + M r + C = 0$$

On est amené à distinguer trois cas suivant la valeur du déterminant

$$M^2 - 4IC$$

1° Pour $M^2 - 4IC < 0$, c'est-à-dire pour un amortissement assez faible, les racines r_1 et r_2 sont imaginaires : $\alpha \pm \beta i$ et la solution s'écrit

$$\theta = A \cdot e^{-\alpha t} \sin(\beta t - \varphi) \\ \alpha = \frac{M}{2I} \\ \beta = \frac{\sqrt{4IC - M^2}}{2I}$$

Les conditions initiales qui déterminent A et φ n'ont pas changé et l'on a toujours $\varphi = 0$ avec un coefficient angulaire ω à l'origine : le mouvement est pendulaire amorti, sa période est :

$$T = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{C}{I} - \frac{K^2}{4I^2}}}$$

Les élongations maxima successives $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots$ satisfont à la relation $\frac{\theta_2}{\theta_1} = \frac{\theta_3}{\theta_2} = \dots = e^{-\lambda T}$ et l'on appelle *décroissance logarithmique* λ du mouvement la quantité

$$\lambda = \log \frac{\theta_2}{\theta_1} = \log \frac{\theta_3}{\theta_2} = \dots = \alpha T \\ = \frac{M}{2I} T$$

En utilisant le décroissement λ , le mouvement a pour équation

$$\theta = A \cdot e^{-\lambda \frac{t}{T}} \sin 2\pi \frac{t}{T}$$

λ variant de 0,1 à 2, suivant que l'amortissement est plus ou moins fort.

2° Pour $M^2 - 4IC > 0$ les racines r_1 et r_2 sont réelles et négatives et le mouvement devient apériodique : suivant la valeur relative des coefficients A et B de la solution générale on obtient l'une des 3 formes de courbe de la fig. 9.

3° Pour $M^2 - 4IC = 0$ l'équation caractéristique a une racine double et la solution générale s'écrit

$$\theta = (At + B) e^{-\alpha t}$$

C'est le cas limite du cas précédent, et l'on dit que l'on est à l'*amortissement critique*.

Le coefficient M d'amortissement dans l'équation générale peut se calculer : en effet soient a, b les dimensions

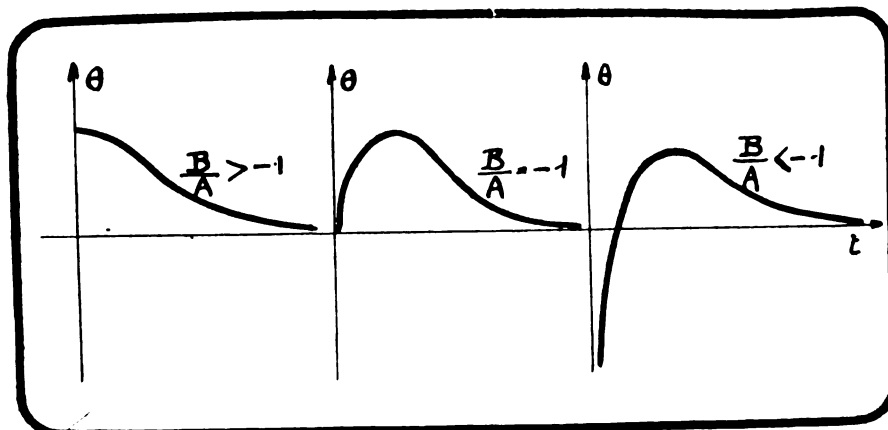


Fig. 9

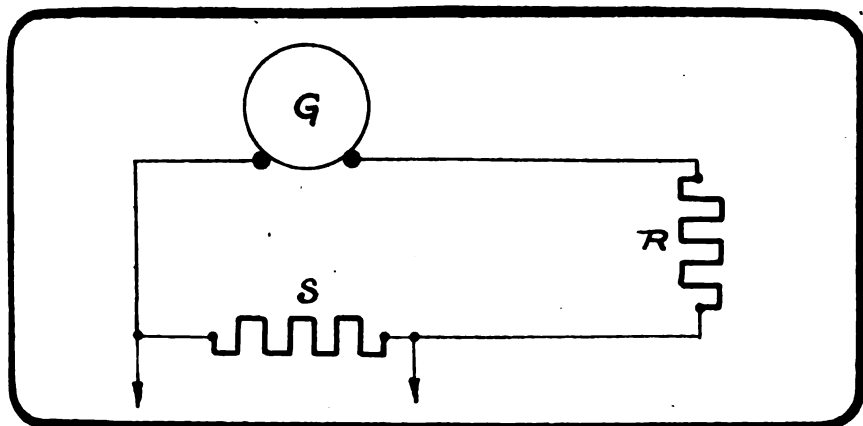


Fig. 10

du cadre, le champ dans l'entrefer, n le nombre de spires du cadre et i le courant qui y circule : dans une rotation $d\theta$ le cadre coupe un flux $d\varphi$ et si G est le couple électromagnétique résistant, on a :

$$G d\theta = id\varphi$$

La loi de Lentz donne, si R est la résistance du cadre :

$$Ri = - \frac{d\varphi}{dt}$$

d'où :

$$G d\theta = - \frac{1}{R^2} \left(\frac{d\varphi}{dt} \right)^2$$

Mais on connaît

$$d\varphi = H \times 2na \times \frac{b}{2} \times d\theta$$

b étant la dimension transversale du cadre, et $\frac{b}{2}$ le rayon de l'entrefer ; on a donc :

$$G = - \frac{n^2 H^2 a^2 b^2}{R} \frac{d\theta}{dt}$$

d'où

$$K = \frac{n^2 H^2 a^2 b^2}{R}$$

Voici quelques chiffres : pour un balistique avec cadre de $b = 15 \text{ mm}$, $a = 6 \text{ mm}$ et de $n = 500$ tours, on trouve :

$$K = 18,6 \quad T = 10'' \quad H = 0 \text{ gauss } 11 \\ I = 1432 \text{ cgs} \quad C = 176 \text{ cgs}$$

On peut shunter un galvanomètre balistique comme un galvanomètre ordinaire : on comprend que le mouvement du cadre soit d'autant plus amorti que le shunt est plus faible : donc pour conserver une même valeur de M il faut pour toutes les expériences que l'amortissement soit constant : on y arrive tout en changeant le shunt S en disposant en série une résistance R telle que l'on ait toujours :

$$R + S = C^* \quad (\text{fig. 10}).$$

Enfin il faut remarquer que les quantités d'électricité se répartiront entre le shunt et le galvanomètre d'après les inductances relatives de ces 2 derniers : mais si la self du cadre du balistique retarde l'établissement du courant, par contre elle l'y prolonge après décharge, si bien qu'en définitive on peut admettre que tout se passe comme dans le cas d'un galvanomètre ordinaire avec shunt.

(A suivre.)

N. B. — Nos lecteurs trouveront dans ce numéro un bleu montrant la vue extérieure du tableau de contrôle et de mesures dont la réalisation sera exposée au cours de ces articles : le tableau comporte un milliampèremètre et un voltmètre à sensibilités multiples, un potentiomètre de mesure, et un voltmètre thermionique à lampe triode. Le milliampèremètre et le voltmètre sont de type Meylan d'Arsonval avec cadran à miroir pour éviter les erreurs de parallaxe à la lecture : le plan de câblage sera donné dans un prochain numéro.

LES S.V. TAVERNIER
MONTREUIL (Seine)

C.V.
toutes capacités
à Cadran Vernier

donnant 1.000 points précis de lecture

Nouvelle
Démultiplication à billes
Type du Salon
EN VENTE PARTOUT

Gros exclusivement :
71^{ter}, rue François-Arago
MONTREUIL (Seine)

TARIF 18, GRATUIT SUR DEMANDE



LA NATURE DES OSCILLATIONS D'UN ÉMETTEUR A LAMPES

(Suite)

par G.-H. D'AILLY, Docteur ès sciences

■ ■ ■ ■ ■

AVANT de commencer nos recherches, il nous faut rectifier quelques erreurs qui se sont glissées dans le dernier article. En effet on a mis dans les formules (214), (217), (220), et (222) des traits verticaux au lieu de crochets ordinaires dont la fonction est seulement de différencier les parties de la formule. Les traits verticaux ont cependant une signification toute spéciale, savoir la valeur absolue de l'expression entre les traits, mais ici il est évident qu'il s'agit pour le lecteur que nous ne voulons pas du tout désigner la valeur absolue mais, qu'il s'agit des valeurs véritables des expressions en question. Il faut donc dans toutes les formules citées ci-dessus, prendre les traits verticaux pour des crochets ordinaires.

Après cette remarque nous pouvons commencer la recherche.

Premièrement nous allons faire un petit résumé sur toutes les séries de Fourier que nous avons introduites dans les calculs, et dont il faut calculer les coefficients encore inconnus, par l'aide de certaines relations qui sont obtenues par les propriétés des fonctions en question.

Nous avons donc le développement de la fonction x , savoir :

$$x = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \alpha_v e^{jv\omega t} \quad (226)$$

et le développement analogue de la fonction y savoir,

$$y = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \beta_v e^{jv\omega t} \quad (227)$$

De plus nous avons les développements des deux fonctions $f(x)$ et $f'(x)$ c'est-à-dire respectivement

$$f(x) = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \gamma_v e^{jv\omega t} \quad (228)$$

$$f'(x) = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \delta_v e^{jv\omega t} \quad (229)$$

Les « inconnues » dans nos calculs sont naturellement les coefficients de ces développements, et nous pouvons résumer ces inconnus dans le tableau suivant :

$$\dots \alpha_{-3} \alpha_{-2} \alpha_{-1} \alpha_0 \alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \dots \quad (230)$$

$$\dots \beta_{-3} \beta_{-2} \beta_{-1} \beta_0 \beta_1 \beta_2 \beta_3 \dots \quad (231)$$

$$\dots \gamma_{-3} \gamma_{-2} \gamma_{-1} \gamma_0 \gamma_1 \gamma_2 \gamma_3 \dots \quad (232)$$

$$\dots \delta_{-3} \delta_{-2} \delta_{-1} \delta_0 \delta_1 \delta_2 \delta_3 \dots \quad (233)$$

Pour pouvoir calculer ces coefficients nous avons quelques relations que nous tirons des équations (200), (204), (225),

Ces conditions sont :

$$\frac{\alpha_v}{\beta_v} = \frac{AD - ABjv\omega}{Djv\omega + AD + BC} \quad (234)$$

qui donne une relation entre les coefficients α_v et β_v des deux fonctions x et y .

Puis nous avons l'équation

$$A\beta_v jv\omega + C\alpha = -D\gamma_v \quad (235)$$

qui aussi donne une relation entre les coefficients α_v et β_v mais où nous avons introduit les coefficients γ_v .

Les relations (234) et (235) sont naturellement des conséquences de l'équation différentielle originale du problème.

Finalement nous avons l'équation

$$\sum_{v=-\infty}^{+\infty} v \alpha_v \delta_{\lambda-v} = \gamma_{\lambda} \quad (236)$$

où nous obtenons des relations entre les coefficients α_v , γ_v et δ_v .

Cependant nous avons ici seulement trois relations mais les suites de coefficients sont quatre, il faut donc encore des conditions pour pouvoir calculer les coefficients. Nous tirons cependant de ces conditions les conséquences de l'équation (217).

Nous voyons que cette équation représente une relation où le membre gauche est un produit de trois séries de Fourier, savoir

$$x \cdot \frac{dx}{dt} \cdot \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \gamma_v jv\omega e^{jv\omega t} \quad (237)$$

Les coefficients dans les différentes séries du produit sont donc, ainsi que nous le trouvons dans les équations précédentes, respectivement pour x

$$\alpha_v \quad (238)$$

pour dx/dt

$$\alpha_v jv\omega \quad (239)$$

et pour la série qui est écrite explicite

$$\gamma_v jv\omega \quad (240)$$

Nous allons maintenant chercher le résultat de la multiplication de ces trois séries par les coefficients selon (238), (239) et (240), mais dans ces équations nous avons mis le même indice sur les différents coefficients, savoir v , d'où peut résulter une

certaine confusion. Nous mettons donc des indices différents sur les différents coefficients selon les équations suivantes :

$$\alpha_\lambda \quad (241)$$

$$\alpha_\mu j\mu\omega \quad (242)$$

$$\gamma_\nu j\nu\omega \quad (243)$$

Chaque coefficient des séries du produit (237) est naturellement multiplié par une fonction exponentielle, correspondante à l'harmonique qui est représenté par le terme en question, et par la multiplication nous obtenons une suite de termes de la forme

$$\alpha_\lambda \cdot \alpha_\mu \cdot j\mu\omega \cdot \gamma_\nu j\nu\omega \cdot e^{j(\lambda+\mu+\nu)\omega t} \quad (244)$$

où les valeurs des indices λ , μ et ν peuvent prendre toutes les valeurs entre moins l'infini et plus l'infini, et indépendamment l'une de l'autre.

Cependant pour pouvoir obtenir une relation pour le calcul des coefficients des séries de Fourier, il faut établir une égalité entre une certaine puissance de la fonction exponentielle et la puissance correspondante de l'autre membre de l'équation (217), ou comme nous pouvons aussi dire, il faut établir une égalité (entre les deux membres) des coefficients d'un certain harmonique, donc il faut que nous puissions « isoler » tous les termes qui correspondent au même harmonique, c'est-à-dire à la même puissance de la fonction exponentielle fondamentale.

Nous faisons cela en mettant

$$\lambda + \mu + \nu = n \quad (245)$$

et si nous nous attachons à ce n constant, correspondant à un certain harmonique, nous voyons que tous les termes qui correspondent à l'indice n sont obtenus si nous prenons dans l'assemblage (244) les termes où la relation (245) est satisfaite.

La fonction exponentielle correspondante est donc

$$e^{jn\omega t} \quad (246)$$

Nous obtenons maintenant comme coefficient de la fonction exponentielle (246) la somme de termes

$$-\sum_{\lambda+\mu+\nu=n} \alpha_\lambda \alpha_\mu \gamma_\nu \cdot \mu\omega^2 \quad (247)$$

où la relation entre le crochet au-dessous du signe de sommation marque qu'il faut seulement unir des termes où la relation (245) est satisfaite.

L'expression (247) nous donne donc les coefficients du développement en série du membre gauche de la relation

(217) et il faut maintenant trouver le coefficient correspondant qui résulte de l'expression du membre droit de la même relation.

Si donc nous regardons la relation (217) nous voyons que le membre droit est le produit d'une constante et une expression entre des crochets. Cette dernière expression se compose seulement de deux termes, où le premier est une série explicite de Fourier; ici nous pouvons donc directement trouver les coefficients. Mais pour le deuxième terme entre les crochets la question est un peu plus difficile. Ici nous avons le produit entre les deux fonctions $f'(x)$ et d^2x/dt^2 , donc

$$f'(x) \cdot \frac{d^2x}{dt^2} \quad (248)$$

et il faut donc que nous calculions les valeurs des coefficients du développement en série de Fourier de ce produit.

La première partie du produit est définie par la relation (218) savoir

$$\overline{f'(x)} = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \alpha_\nu e^{j\nu\omega t} \quad (249)$$

Pour trouver le développement de la deuxième dérivée de x nous partons de la relation connue

$$x = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \alpha_\nu \cdot e^{j\nu\omega t} \quad (250)$$

La première dérivée de cette formule donne

$$\frac{dx}{dt} = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \alpha_\nu j\nu\omega \cdot e^{j\nu\omega t} \quad (251)$$

Une deuxième dérivée par t donne

$$\frac{d^2x}{dt^2} = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \alpha_\nu j\nu\omega \cdot j\nu\omega \cdot e^{j\nu\omega t} \quad (252)$$

ou après quelques simplifications

$$\frac{d^2x}{dt^2} = -\sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \alpha_\nu \nu^2 \omega^2 \cdot e^{j\nu\omega t} \quad (253)$$

Maintenant nous connaissons les facteurs du produit

$$f'(x) \cdot \frac{d^2x}{dt^2} \quad (254)$$

qui par conséquent peut être écrit

$$-\sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \delta_\lambda \cdot e^{j\lambda\omega t} \cdot \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \alpha_\nu \nu^2 \omega^2 e^{j\nu\omega t} \quad (255)$$

Comme nous avons vu dans les développements que nous avons faits dans les recherches précédentes, la multiplication donne une suite de termes de la forme

$$\delta_\lambda \cdot \alpha_\nu \cdot \nu^2 \omega^2 \cdot e^{j(\lambda+\nu)\omega t} \quad (256)$$

Pour trouver le coefficient d'un certain harmonique ou une certaine puissance de la fonction exponentielle fondamentale, nous pouvons aussi maintenant réunir les termes où les indices satisfont la relation

$$\lambda + \nu = n \quad (257)$$

■ Cela donne comme expression du coefficient en question la somme

$$\sum_{(\lambda+\nu=n)} \delta_\lambda \cdot \alpha_\nu \nu^2 \omega^2 \quad (258)$$

où les valeurs de λ et ν peuvent passer toutes les valeurs entre moins l'infini et plus l'infini, mais toujours en observant que la relation (257) est satisfaite. Cela est aussi marqué dans la somme entre les crochets qui se trouvent au-dessous du signe de sommation de (258).

Cependant la relation (257) peut aussi être écrite ainsi

$$\lambda = n - \nu \quad (259)$$

et en utilisant la relation dans cette forme on peut un peu simplifier la formule (258)

En effet, on peut mettre les valeurs de λ selon (259) exprimées en la valeur déterminée n et l'indice variable ν dans (258) et nous en obtenons la relation

$$\sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \delta_{n-\nu} \cdot \alpha_\nu \nu^2 \omega^2 \quad (260)$$

Dans cette relation nous voyons que l'indice n est constant et que le seul indice variable est ν . Il ne faut donc pas considérer des relations extra et nous pouvons faire librement parcourir l'indice ν de moins l'infini à plus l'infini pour obtenir la somme qui donne le coefficient de l'harmonique en question.

Maintenant nous avons les valeurs nécessaires pour obtenir les coefficients du développement du membre droit de (217) et puis trouver encore des relations pour calculer les coefficients des séries de Fourier.

Nous ferons ce calcul dans un prochain article.

(A suivre.)

PILES SÈCHES ET PILES INVERSABLES

par Louis L'HOPITAULT

■ ■ ■ ■ ■

ACTUELLEMENT, au moment où l'attention du public se concentre sur la télévision, cette branche nouvelle née de la T. S. F. et qui semble devoir bientôt rentrer dans le domaine pratique, il semble bien téméraire de tenter un retour en arrière sur un sujet cependant capital en radio : celui des piles. Cependant, on peut penser qu'une telle revision doit être profitable, comme tout retour sur le passé, car il se peut que reprenant des idées anciennes on puisse créer des éléments susceptibles d'utilisation pratique, en utilisant des types abandonnés depuis leur invention, soit que leur prix de revient ait été prohibitif à l'époque et que maintenant, le revirement dans les prix de matières ainsi que dans les procédés d'usinage en permette la construction ; soit que ces modèles n'aient pas reçu d'applications en raison de leur faible débit, quoique leur constance ait pu être remarquable. Il y a en effet quinze ans, une pile pouvant débiter 8 à 10 milliampères pendant quelques mois n'aurait pas présenté le même intérêt qu'aujourd'hui.

Une telle étude peut remplir un double but : diriger les recherches sur d'anciens principes susceptibles de trouver de nouvelles applications ; éviter à certains inventeurs, dû à leur fierté en souffrir, de faire breveter, comme cela se produit quotidiennement, des inventions déjà dans le domaine public. On verra dans cet article la description d'une pile couverte par un brevet antérieur à 1900 et qui cependant a été couverte il y a quelques années par un nouveau brevet.

Avant de passer en revue un certain nombre de piles, il est nécessaire de

rappeler que la dénomination de pile sèche est fautive quand elle sert à désigner des piles à liquide immobilisé, l'appellation de pile sèche ne pouvant convenir qu'à des piles sans liquide comme les piles thermo-électriques ; en effet, les piles connues sous le nom de piles sèches sont des piles de modèles connus dont le liquide est immobilisé par des procédés divers, mais toutes sont des piles à liquide, sinon en vertu du vieil axiome *Corpora non agunt nisi soluta* aucune réaction ne serait possible ; donc la pile ne pourrait fournir aucun courant si les électrodes ne plongeaient pas dans l'électrolyte.

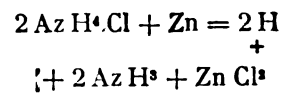
Piles type Leclanché et dérivées

Les éléments dérivés du modèle Leclanché sont seuls utilisés et actuellement sont les seuls connus des amateurs. Les prototypes de ces piles sont antérieurs à l'exposition de 1889 et, depuis cette époque, on peut dire que ces piles n'ont pas subi de modifications profondes ; les progrès ont été constants mais lents, et les améliorations peu sensibles d'une année sur l'autre. L'usure à circuit ouvert a été le problème le plus difficile à résoudre ; à leurs débuts, la conservation des piles ne dépassait pas trois mois.

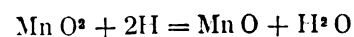
Voici à titre de mémoire une description de l'élément Leclanché, type sonnerie libre, qui est à la base de tout résumé de la question : un morceau de charbon, de cornue cylindrique ou parallélépipédique rectangle, entouré d'un mélange comprimé de bioxyde de manganèse (MnO_2) et de granules de charbon conducteur (charbon de cornue, plumbagine ou même coke) se trouve à l'intérieur d'un vase poreux ou d'un sac ; le tout est plongé dans

un bocal de verre contenant une solution à 25 % de chlorure d'ammonium (sel ammoniac) AzH^+Cl^- : un crayon de zinc ou une feuille de zinc plonge également dans le récipient qui est rempli aux $3/4$ de la solution de AzH^+Cl^- . Le charbon constitue le pôle positif, le zinc l'électrode négative. Le rôle du bioxyde de manganèse est d'absorber l'hydrogène qui se dégage sur le charbon et qui formerait sans cette précaution une gaine isolante qui s'opposerait au passage du courant ; on dit dans ce cas que la pile est polarisée, aussi le mélange de charbon et de bioxyde est appelé mélange dépolarisant ; le charbon concassé mélangé au bioxyde a un rôle tout physique, il sert uniquement à augmenter la conductibilité du bioxyde. Le vase poreux empêche le mélange dépolarisant d'entrer en contact avec le zinc, ce qui amènerait l'usure de la pile par la création de couples internes ; il crée une résistance au passage du courant qui limite le débit, aussi est-il souvent remplacé par un sac de grosse toile ficelée, ou par un bloc aggloméré de dépolarisant cuit soit avec de la gomme laque, soit avec du goudron ou des huiles dérivées.

Les réactions simplifiées sont les suivantes :

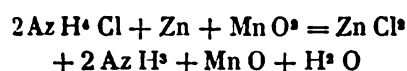


et :



Ces deux formules de transformation devraient être confondues en une seule, mais, pour la compréhension plus aisée, il semble préférable de

décomposer la formule ci-dessous en deux :



Il se produit de l'ammoniaque, du chlorure de zinc et de l'hydrogène qui se combine avec le bioxyde et le réduit en peroxyde avec formation d'eau.

La différence de potentiel aux bornes est comprise entre 1,2 et 1,5 volt selon la nature du dépolarisant et de l'électrolyte.

Le zinc est le plus souvent amalgamé de façon à réduire les couples locaux.

fond, généralement en zinc également, complète le vase; dans le cas de la soudure, il est indispensable de vernir celle-ci pour éviter les couples locaux qui ne manqueraient pas de se produire entre l'étain de la soudure et le zinc.

Les Allemands ont utilisé des vases en zinc fondu et moulé sous pression: ce procédé ne semble pas avoir été généralisé car il nécessite évidemment un poids de zinc supérieur à celui nécessaire à la réalisation des bacs en feuille.

Le mélange dépolarisant, dont la composition et la préparation sont jalousement gardées secrètes par les

bilise la solution au moyen de corps absorbants; dans le second, on obtient un résultat semblable en utilisant des solutions épaissies par la dissolution de corps qui ne doivent être vis-à-vis de l'électrolyte que des agents physiques.

Dans la première méthode, on remplit l'intervalle sac-zinc avec une substance capable d'absorber une grande quantité de liquide; on utilise le papier buvard en enroulant le sac par deux ou trois épaisseurs; en général ces éléments constituent des éléments secs que l'on rendra actifs au moment de l'usage. Ces piles sont surtout employées aux colonies ou livrées à l'exportation. Par suite de l'absence de liquide on n'a pas à redouter l'usure à circuit ouvert; le seul inconvénient de ces piles est leur remplissage qui, s'il ne présente que peu d'ennuis dans le cas d'éléments de grosse capacité, en constitue un réel dans le cas de batteries de T. S. F. à faible capacité et à grand nombre d'éléments, d'autant plus que ce remplissage doit se faire au compte-goutte de façon à ne pas créer de dérivations entre éléments voisins. Selon les constructeurs, le sel ammoniac est incorporé dans les éléments (ce qui constitue la solution la plus pratique), soit livré avec les piles.

L'introduction du liquide se fait soit par un trou (fig. 1) pratiqué à la partie supérieure, soit à la partie inférieure (fig. 2); dans ce dernier cas, la fermeture est assurée au moyen d'un bouchon soit en liège, soit en caoutchouc, soit plus simplement la fermeture est effectuée en coulant de la cire ou de la résine fondue ou bien encore du goudron; cette méthode ne peut être employée que par des professionnels et ne peut être confiée aux usagers qui redoutent toute manipulation; par contre ce procédé est très séduisant pour l'utilisation aux colonies où malgré l'éloignement on pourrait à quelque époque l'on se trouve, même très éloignée de la date de livraison, avoir toujours à sa disposition une pile neuve.

De nombreux constructeurs ont employé la sciure de bois, le chanvre, la cellulose, la terre d'infusoires, l'argile cuite, des déchets d'éponge, de l'ouate, la magnésie, l'oxyde de zinc hydraté etc...; dans le second procédé, le plus employé, on utilise la propriété qu'ont certains corps de former avec l'eau une masse gélatineuse; ainsi on trouve des piles dont la substance stabilisatrice est l'empois d'amidon, la colle, la gélatine la farine cuite (colle de pâte), l'arrow-root, l'agar-agar et aussi des chlorures hygroscopiques; ces derniers sont particulière-

COMPOSITION DE QUELQUES MÉLANGES DÉPOLARISANTS

	Leclanché	Zellner				
Bioxyde de manganèse	40	75	100	100	7	65
Charbon de cornue ...	52		80	40	47,3	20
Graphite.....		21	20			
Magnésie.....					7,1	
Ammoniaque.....					12,8	
Oxyde de fer.....					2,1	
Bisulfate de soude ...	3			30		5
Cyanure de zinc.....					1,4	
Colle.....					11,5	8
Mastic.....						
Substances absorbantes				40		
Chlorure d'ammonium			7	100		2
— de zinc.....	5	2		100		
Gomme laque.....			0. 8. pour former pâte	100	9,8	
Eau.....						

Comme il a déjà été dit, le sel excitateur est le sel ammoniac (chlorure d'ammonium) que l'on utilise en solution de 20 à 25 %; on y ajoute parfois 5 à 10 % de chlorure de calcium.

Pour constituer des piles à liquide immobilisé issues du type Leclanché ou autre, on constitue en général les éléments de la façon suivante :

Dans les premières piles sèches, puisque l'habitude est prise de les nommer ainsi, on réalisait la pile de la manière suivante : dans un récipient en carton bitumé ou en tôle vernie on disposait une feuille de zinc circulaire puis, au centre, le sac poreux muni de son charbon et de son mélange dépolarisant et on remplissait l'espace restant avec de la sciure de bois ou toute autre substance absorbante, enfin on versait la solution excitatrice jusqu'à imbibition complète.

Actuellement on supprime le récipient extérieur et on le remplace par le zinc qui sert en même temps d'électrode et de récipient. Le vase est réalisé dans beaucoup de piles par l'enroulement d'une feuille de zinc constituant un cylindre fermé par soudure ou mieux par sertissage; un

constructeurs de piles, a en général une composition voisine de celles citées dans le tableau ci-dessus et n'en diffère que par de petites variantes, le mélange comportant de la gomme laque dans sa composition étant destiné à être cuit pour constituer des agglomérés.

Chaque constructeur de piles prétend que, grâce à ses méthodes et aux recherches de ses laboratoires, ainsi qu'aux soins apportés à la fabrication, les piles sorties de ses usines sont celles qui permettent l'usage le plus long et la constance la plus grande. La pile genre Leclanché semble être arrivée au maximum de perfectionnement, et actuellement toutes les piles construites par des fabricants sérieux sont de qualité équivalente.

Ce mélange est fortement tassé autour du charbon positif à l'intérieur d'un sac en toile solidement ficelé, son diamètre extérieur est un peu inférieur au diamètre intérieur du zinc de façon à ménager un intervalle qui sera rempli par l'électrolyte et la substance immobilisante.

Le liquide est immobilisé par deux procédés; dans le premier, on sta-

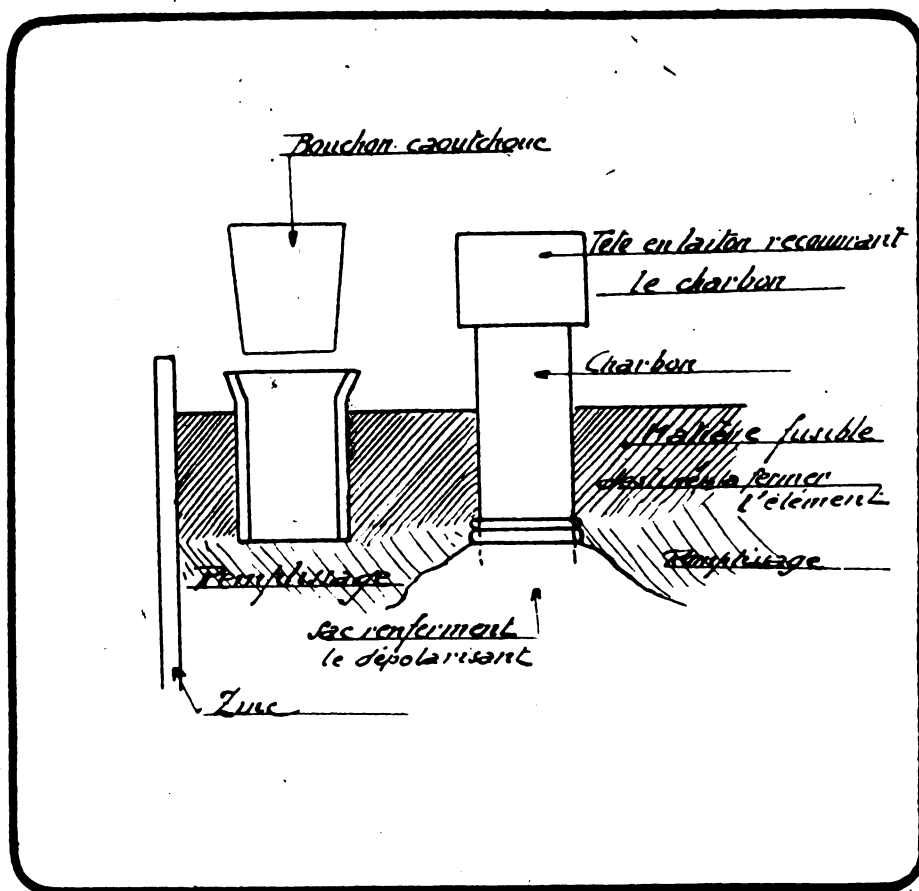


Fig. 1.

sont prévues d'élément à élément : le contact se fait au moyen de fiches ; réunis par 30, 45, 60, 90, ils forment les batteries de tension plaque de 40, 45, 69, 90, 120 volts, des prises intermédiaires sont en général prévues de 5 à 5 volts à partir de 25 ; ces prises sont le plus souvent à fiches, quelquefois cependant elles sont réalisées au moyen de fils souples. On trouve maintenant dans le commerce des batteries spéciales comportant dans un même boîtier la batterie haute tension et la batterie de polarisation ; ces batteries donnant 120 volts sont souvent constituées par la réunion d'éléments de capacités différentes, ceux à forte capacité constituant la partie comprise entre 0 et 60 volts ; si cette précaution n'était pas prise, la batterie s'userait d'une façon irrégulière. En effet les supers actuels munis de lampes de puissance possèdent des lampes alimentées sous 40 volts (bigrille), sous 60 ou 80 (moyenne fréquence), sous 120 volts (lampes B. F. de puissance) ; de même les nouvelles lampes à grille écran nécessitent une alimentation sous deux tensions dont l'une moitié de l'autre. Les éléments une fois assemblés et connectés, on coule à leur surface une matière iso-

ment intéressants pour la confection d'éléments pouvant subir un long stockage

On peut également stabiliser le liquide excitateur au moyen de la silice gélatineuse.

La hauteur du zinc est toujours un peu plus grande que celle du sac ou de l'aggloméré : celui-ci est introduit à l'intérieur du zinc : on verse alors la solution excitatrice contenant la substance stabilisante, puis on recouvre la surface d'une couche de sciure de bois et enfin d'une rondelle de carton, puis on soude au zinc un fil de cuivre étamé qui servira à établir les connexions d'éléments à éléments.

On réunit ensuite les piles ainsi montées selon l'usage que l'on se propose. On groupe les éléments en série en soudant l'extrémité du fil déjà soudé au zinc à la tête de laiton dont est muni le charbon de la pile suivante. Groupés par trois les éléments constituent la batterie pour lampe de poche ; les contacts d'utilisation sont constitués par deux languettes de laiton, la plus courte correspond au positif, l'autre au négatif par 4 à 12 éléments réunis sont constituées les batteries de polarisation de 6 à 18 volts ; des prises intermédiaires

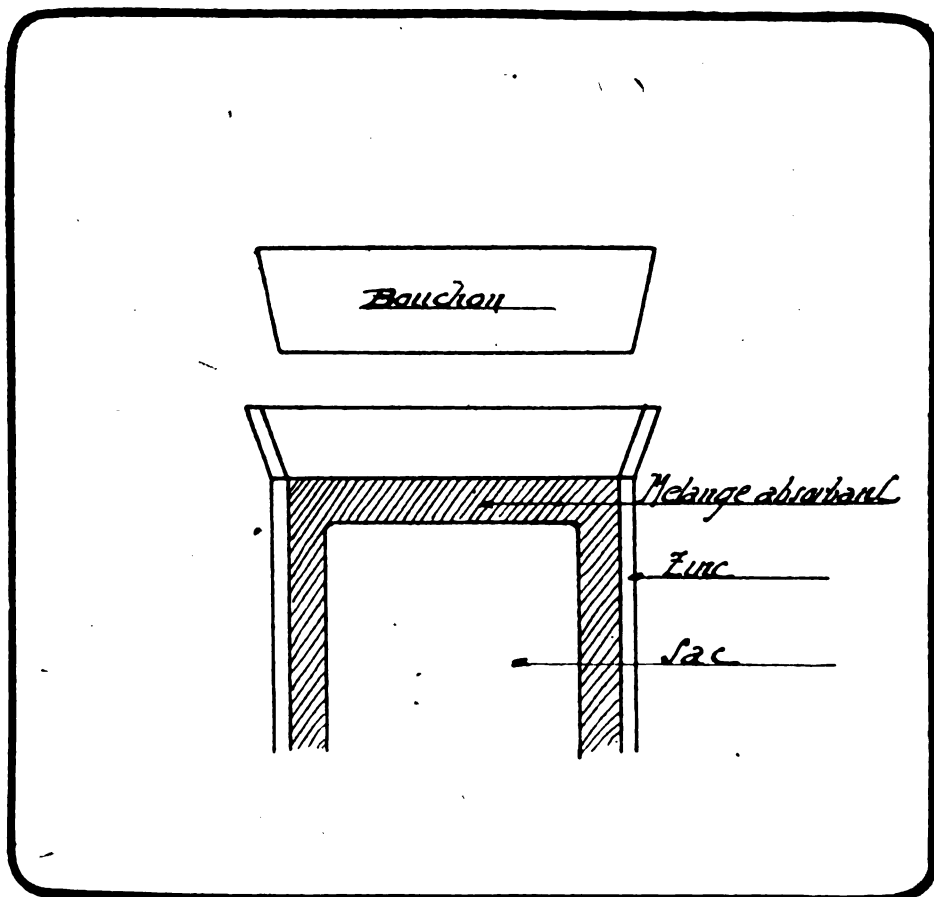


Fig. 2.

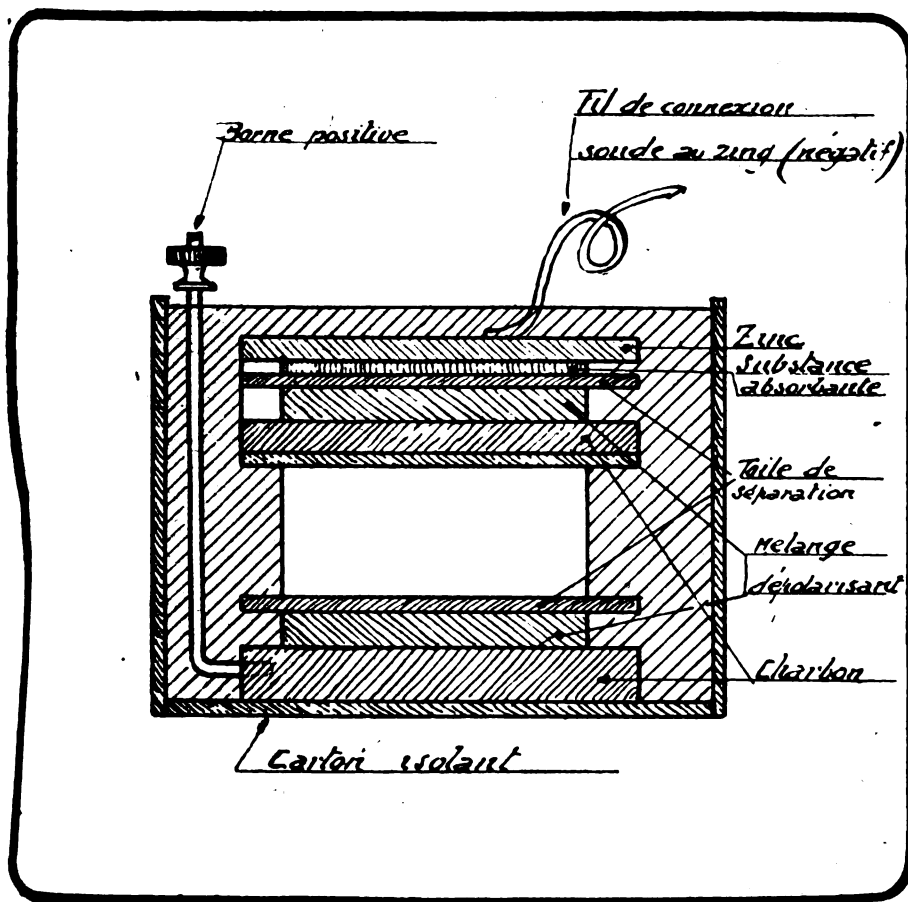


Fig. 3

lante fusible telle que résine, arcanon, etc...

Des éléments de grande dimension, généralement de section carrée, sont également utilisés en T. S. F. Pour le chauffage des filaments ces éléments sont réunis par trois en batteries de 4 v. 5.

En général, les batteries sont constituées par l'assemblage d'éléments complets montés côte à côte dans des boîtes en carton et isolés les uns des autres. Ce mode de construction est onéreux; aussi, pour parer à cet inconvénient, un américain du nom de Reed a fait breveter en 1899 le mode de construction suivant, inspiré de la pile à colonne de Volta. Cette pile (qui est en effet au sens littéral du mot une pile, une colonne, en allemand Säule), Reed la construit au moyen d'éléments plats alternés (voir fig. 3) montés dans l'ordre suivant : une plaque carrée de charbon de cornue, une couche de mélange dépolarisant, un morceau de toile servant de vase poreux, une couche de matière absorbante destinée à maintenir l'électrolyte, un zinc, puis de nouveau un charbon et ainsi de suite ; le tout est renfermé dans un récipient en carton ou en tôle dan

lequel on coule un isolant quelconque qui, en même temps qu'il assure l'étanchéité, isole les éléments du vase extérieur. Cette pile, à l'époque de son invention, n'a pas remporté le succès qu'était en droit d'en attendre son auteur ; à cette époque on recherchait surtout une grande capacité sous des tensions de quelques volts (piles pour téléphonie pour l'allumage des moteurs à explosion, sonneries) ; une telle pile au contraire présente actuellement de grands avantages : elle permet en effet de construire sous un faible volume des batteries de haute tension ; on considérerait du reste qu'une telle pile n'était pas pratiquement réalisable parce que sa surface active ne pouvait être bien développée sous peine d'atteindre des proportions prohibitives ; pour réaliser une batterie de 6 volts comparable aux piles type P. T. T. il aurait fallu réaliser un encombrement de 30x60 ; il est vrai que l'épaisseur n'aurait pas dépassé une douzaine de cm.

Dans les applications industrielles, on utilise souvent des batteries constituées par des éléments séparés connectés soit par fils, soit mieux au moyen, de connexions automatiques réalisées par des languettes métalliques ; de cette façon, quand un élément est,

hors d'usage, il est facile de procéder à son remplacement ; le prix d'achat est plus élevé, mais les dépenses d'exploitation sont moindres.

Régénération des piles dites sèches

On peut recharger les batteries dérivées du type Leclanché en faisant traverser les éléments par un courant de sens inverse, tout comme un accumulateur, mais il faut prendre de grandes précautions pour ne pas décomposer l'eau de l'électrolyte ; cette recharge effectuée augmente souvent considérablement la durée de la pile ; pour tirer le meilleur parti possible de cette régénération, il faut pouvoir ajouter de l'eau de temps à autre, cette méthode n'est donc applicable qu'aux éléments livrés secs.

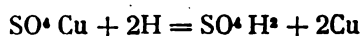
Souvent une batterie ne débite plus parce que ses éléments sont desséchés. Il faut alors faire un trou à travers l'isolant qui recouvre chaque élément, chauffer légèrement la batterie en la posant dans un four de cuisinière dont la porte reste ouverte ou plus simplement en posant la batterie sur une brique chaude, puis par le trou on remplit la pile avec une solution à 15 % de chlorure d'ammonium ou, à défaut, d'une solution à 20 % de chlorure de sodium (sel de cuisine).

Si la pile est épuisée par usure et que le zinc soit encore en bon état, on peut encore tirer un certain parti de la batterie ; après avoir débouché les éléments comme il a été dit, on les remplit avec une solution de 20 à 30 % d'acide chlorhydrique, le voltage est alors supérieur de 0,5 volt par élément à celui de la batterie neuve mais il se produit une usure à circuit ouvert ; une pile ainsi régénérée est susceptible de fournir un usage d'un mois sur un poste récepteur. On peut aussi remplacer l'acide chlorhydrique par de l'acide sulfurique à la même concentration.

Une autre solution peut être employée, mais elle ne s'adresse qu'à la récupération industrielle : on démonte les éléments et l'on immerge les vases ou les sacs dans une solution à 15 % d'acide sulfurique, qui transforme le bioxyde de manganèse en sulfate ; à la concentration employée le sac n'est pas attaqué. On peut aussi régénérer les positifs par électrolyse ; pour obtenir ce résultat les sacs étant démontés, on les plonge dans une cuve électrolytique contenant une solution de sulfate alcalin, ou bien une solution de soude ou de potasse.

Éléments dérivés de la pile Daniell

La pile Daniell se compose de deux électrodes, plongées dans des milieux différents. Les deux liquides sont séparés par un vase poreux, cette définition est à dessein donnée dans des termes très généraux, car il y a d'autres piles de composition analogue mais dont les constituants sont différents. — L'électrode positive est encore constituée par un charbon de cornue plongeant dans une solution saturée de sulfate de cuivre $\text{SO}_4 \text{Cu}$ qui sera réduit par l'hydrogène se dégageant autour du charbon, il se produit du cuivre à l'état pulvérulent et de l'acide sulfurique selon la formule :



L'électrode négative est constituée par une feuille de zinc.

L'hydrogène qui se porte sur le charbon provient de l'attaque du zinc par l'acide sulfurique étendu dans lequel il plonge.

Pour limiter l'attaque du zinc à circuit ouvert, on amalgame souvent ce dernier ou on remplace l'acide par le sulfate de zinc. Dans ce cas le fonctionnement est le suivant : en circuit ouvert il ne se produit de part et d'autre aucune action, mais dès que le circuit est fermé il se produit à la surface du vase poreux un dégagement d'hydrogène qui, comme il a été dit, réduit le sulfate de cuivre en donnant naissance à de l'acide libre qui, réduit, attaque le zinc.

On remarque que pendant le fonctionnement de cette pile il ne se produit aucun dégagement gazeux ; la solution entourant le zinc, que ce soit une solution acide ou saline, se transforme en une solution contenant de plus en plus de zinc, tandis que la solution de sulfate de cuivre s'affaiblit de plus en plus ; pour que la concentration de cette dernière soit aussi constante que possible, on dépose au fond du vase poreux quelques cristaux de sulfate de cuivre ; dans la pile Callaud on a supprimé le vase poreux, les deux solutions se trouvent séparées uniquement par leur densité ; le sulfate de cuivre et l'électrode positive se trouvant à la partie inférieure, le zinc et l'acide à la partie supérieure, l'entretien d'une telle pile se borne à siphonner de temps à autre l'eau acidulée et à déposer au fond du vase quelques cristaux de sulfate de cuivre.

Trouvé, l'inventeur bien connu de nombreux accessoires électriques, a construit un élément qui tient à la fois de l'élément Daniell et de l'élément Callaud, en ce sens que l'on ne sait si la substance stabilisante cons-

titue un vase poreux ou si son rôle est uniquement de contenir le liquide : dans un tube isolant, Trouvé disposait à une extrémité une rondelle de cuivre ou de charbon, et à l'autre une rondelle de zinc, l'espace entre les rondelles est remplie par des rondelles de papier buvard dont la moitié correspondant au pôle positif est imbibée de sulfate de cuivre, l'autre de sulfate de zinc.

Il est possible qu'une telle pile constituée selon la méthode de Volta puisse rendre des services en T. S. F., car le voltage est assez constant et voisin de 1,08 v.

La pile Marié-Davy ne diffère de la pile Daniell que par le remplacement du sulfate de cuivre par le sulfate de mercure et par la nature de l'électrode positive qui ne peut être qu'en charbon car le cuivre déplacerait le mercure du sulfate (on pourrait remplacer le charbon par le platine, mais au cours de ce métal cela paraît impossible, à moins d'établir une pile à colonne dont les positifs seraient constitués par une mince pellicule de platine sur une des faces des zinc) ; cette pile est peu utilisée à cause de l'emploi des sels de mercure qui sont dangereux.

Cette pile est aisément réalisable selon le type proposé par Trouvé ; la force électro-motrice est plus élevée, elle est de 1 v. 5 mais elle ne se maintient pas constante.

Pile au savon

Deux électrodes de nature différente plongées dans une solution de savons présentent entre elles une différence de potentiel particulièrement avec des savons riches en alcali, les électrodes peuvent être en zinc et fer ; pour éviter la polarisation on utilise l'oxyde de cuivre ou le peroxyde de plomb ou de manganèse ; le savon de coco qui absorbe une grande quantité d'eau est particulièrement désigné pour cet usage ; il faut prendre bien soin d'isoler le savon du contact de l'air pour en éviter l'altération.

Pile Dun

Dans cette pile le zinc sert à la fois d'électrode et de vase dans le fond duquel on verse un mélange cuit d'empois d'amidon et de lessive de soude (rapport : 1/3), l'électrode positive est constituée par un cylindre creux en charbon de cornue rempli d'un mélange de charbon de cornue et de permanganate de potasse ; l'intervalle entre le charbon et le zinc est rempli de colle d'amidon tandis que l'on verse de la lessive de soude à l'intérieur du charbon. L'élément est ensuite fermé

au moyen de brai ou de plâtre ; la force électro-motrice est environ de 1 v. 3.

Piles au bichromate

Ces piles sèches comportent toutes un vase poreux, elles ne semblent pas présenter d'intérêt en T.S.F. car leur poids est élevé et elles contiennent des éléments acides qui peuvent toujours causer des ennuis en cas de bris.

Le charbon positif se trouve au centre du vase poreux garni de sciure de bois, de laine, de verre ou de toute autre substance inattaquable par l'acide dilué ; le liquide à l'intérieur du vase poreux est une solution concentrée de bichromate de soude ou de potasse, de sel marin, de bioxyde de manganèse ; la partie externe du vase poreux et le zinc sont également plongés dans une substance absorbante saturée de solution sulfurique.

On utilise également comme dépolarisant un mélange de bichromate de soude ou de potasse et de permanganate.

Piles plomb acide plomb.

Ce sont de véritables accumulateurs dont le liquide est immobilisé ; en général ceux-ci sont construits comme des accus à régime lent ; leur capacité est faible par rapport à leur poids ; la force électro-motrice est un peu inférieure à celle des accus normaux : elle est de 1 v. 9 en moyenne.

Les piles inversables

Dans ces piles le liquide est libre ou quelquefois il est retenu par de la mousse de verre ou par une matière similaire, mais dans ce cas le rôle n'est pas d'immobiliser le liquide mais de freiner ses mouvements pour éviter le choc de masses liquides vers l'orifice d'aération.

Quelques auteurs ont appelé ces éléments piles hermétiques ou piles étanches ; il semble que le terme le plus exact soit celui d'inversables, car ces piles ne sont jamais parfaitement étanches ni hermétiques, car elles ne s'opposent pas aux dégagements gazeux, dégagements qu'il faut prévoir dans la plupart des cas d'utilisation ; ces piles ont de nombreuses applications et elles mériteraient d'en avoir davantage, de même certaines piles au bichromate présenteraient un certain intérêt pour les postes-valise, car il est plus rapide de recharger une pile qu'un accus. Le rôle des constructeurs est donc de mettre au point des piles à recharge facile, ne nécessitant que peu de manipulations et surtout pas de produits corrosifs.

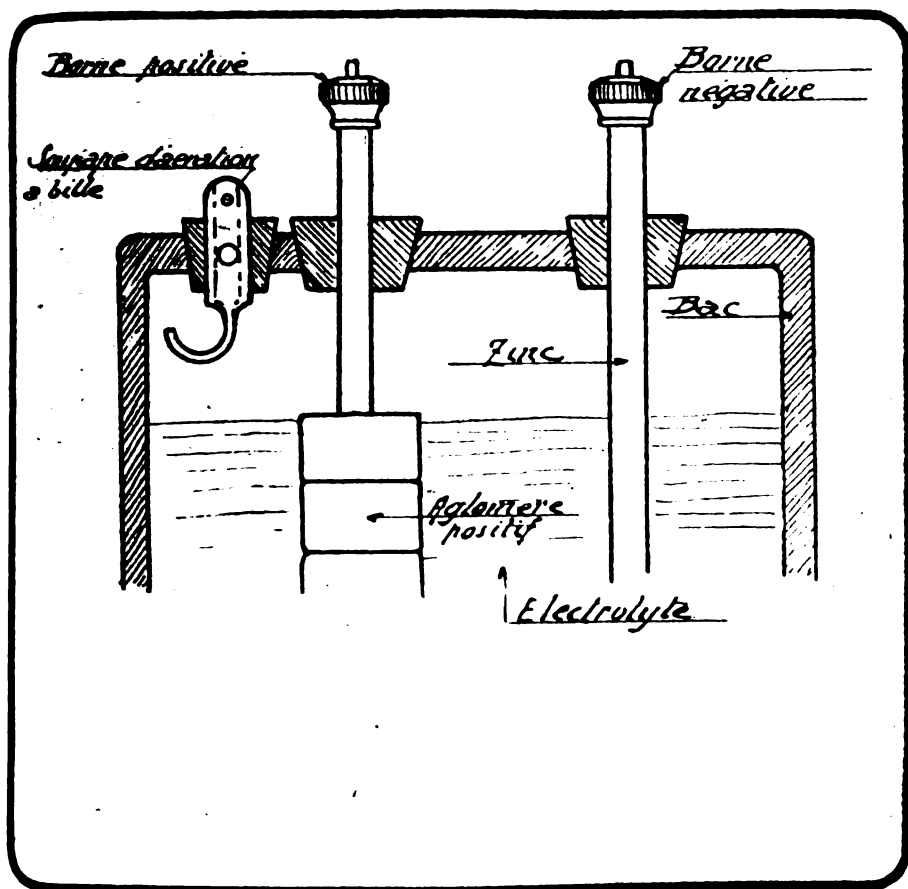


Fig. 4

Piles au bichromate.

Trouvé, déjà cité au sujet des piles issues du type Daniell, a imaginé de construire une petite pile de très faible dimension qui pouvait se dissimuler dans la chevelure des dames; il est vrai qu'à cette époque les femmes portaient d'importants chignons, mais quand même il fallait que les dimensions soient assez réduites, ces petites piles étant destinées à éclairer de petites ampoules de deux volts, dissimulées dans des parures qui, paraît-il, ont eu un certain succès.

Dans un cylindre en ébonite, se trouve à une des extrémités un charbon circulaire à l'intérieur duquel se trouve vissé un crayon de zinc, des petites bornes sont reliées respectivement au charbon et au zinc, la longueur du cylindre d'ébonite est environ double de la hauteur du charbon; pour que la pile puisse débiter, il suffit de la retourner de façon à ce que le liquide baigne les électrodes; au contraire, pour empêcher la production de courant il suffit de retourner la pile dans le sens contraire; c'était simple et ingénieux, car une telle pile s'use à circuit ouvert; la solution excitante est une solution d'acide sulfurique et de bichromate, la force électro-motrice est de deux volts.

Pour éviter l'emploi de l'acide, Trouvé utilisait également comme liquide excitateur le sulfate de mercure.

Certains constructeurs ont réalisé des piles inversables au bichromate et à vase poreux, malheureusement le poids de pareilles piles devient rapidement prohibitif pour des postes mobiles. On a cependant réalisé des piles sans vase poreux en utilisant des zincs amalgamés, ce qui rend presque nulle l'attaque à circuit ouvert.

Piles aux acides gras.

L'acide utilisé est soit l'acide laurostéarique, soit l'acide oléique dont les formules sont respectivement : $C^{12}H^{24}O^2$, $C^{18}H^{36}O^2$; $C^{18}H^{34}G^2$; l'acide est saponifié par de la lessive de soude (4,5 % d'acide, 12 % de soude et 83,5 % d'eau); les électrodes sont le zinc amalgamé, d'une part, et, d'autre part, d'un métal quelconque non attaqué par la solution : fer, cuivre, nickel, charbon entouré d'un dépolarisant solide tel que l'oxyde de cuivre, de plomb etc...; on doit recouvrir la surface de l'électrolyte par de l'huile de paraffine pour empêcher la cristallisation de la solution.

Il semble que ces piles dont la force électro-motrice est voisine de deux volts

soient susceptibles de recevoir quelques applications, surtout si l'on remarque que ces piles sont réversibles et que leur courant est assez constant.

Ces piles sont assez analogues à celles décrites dans le chapitre consacré aux piles sèches et appelées piles au savon puisque on se trouve en présence de solutions saponifiées.

Un avantage que présenteraient de telles piles est l'absence de liquide corrosif.

Piles à acide silicique

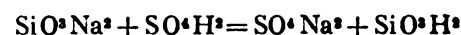
Ces éléments constituent sous une forme peu encombrante des générateurs de grande capacité et de grande constance, leur force électro-motrice est de 2,2 volts, les piles sont instantanément rechargeables.

Une pile à acide silicique se compose d'un récipient en matière isolante ou en tôle émaillée qui enferme le liquide excitateur, le crayon de zinc et le charbon muni de son aggloméré dépolarisant. La fig. 4 représente une coupe d'une telle pile et de son mode d'obturation.

L'aggloméré positif est constitué par une âme en charbon autour duquel est comprimé un mélange de charbon de cornue et d'oxyde plombique Pb^2O^2 malaxé dans une solution alcoolique de cellulose nitrique; après dessiccation lente, on immerge l'aggloméré dans une solution étendue d'acide azotique qui transforme l'oxyde en bioxyde PbO^2 . L'aggloméré peut se conserver indéfiniment.

Le zinc est amalgamé et une bonne précaution consiste à le réamalgamer de temps en temps. Il faut changer le zinc lorsqu'il est totalement détruit.

La solution excitatrice est constituée par une solution d'acide silicique dissous dans l'eau. L'acide silicique est obtenu en précipitant en présence d'un excès d'acide sulfurique du silicate de sodium :



L'acide silicique se conserve très facilement, on voit donc que l'on peut emporter avec soi, sans aucune difficulté, des agglomérés et des charges de sel excitateur, ainsi que quelques zincs.

Quand la pile ne débite plus, il faut tout d'abord vider la solution existante, rincer à l'eau claire, puis, si la pile ne reprend pas son voltage, changer l'aggloméré et le zinc s'il y a lieu.

Piles à l'acide sulfurique.

Ces piles, malgré les précautions que l'on prend, s'usent à circuit ouvert, l'amalgame soignée du zinc ralentit

un peu la rapidité d'attaque, mais ne l'évite pas complètement; il semble donc qu'une telle pile ne doive pas présenter beaucoup de débouchés en T. S. F., sauf dans les cas où l'on épuise l'élément en peu de temps: émission par exemple.

La pile de A. Widts et Jeudi se compose d'un crayon de zinc comme électrode négative et d'un cylindre de charbon comme électrode positive; celui-ci est entouré d'un mélange de charbon et de Pyrolusite (bioxyde naturel de manganèse) contenu dans un sac en toile d'amiante; l'électrolyte est une solution d'acide sulfurique à 26°. Force électro-motrice 2,5 volts; à poids égal capacité supérieure de 1/5 à celle de l'accumulateur au plomb dont cette pile possède une des qualités: la possibilité de recharge, mais le dépôt du zinc se fait mal lors de la recharge.

On peut aussi remplacer la solution de chlorure d'ammonium par une solution d'acide sulfurique dans une pile type Leclanché mais on constate une usure rapide du zinc à circuit ouvert. Force électro-motrice 2 v. à 2 v. 2).

L'accumulateur zinc plomb de Reynier se compose d'un plaque positive d'accumulateur au plomb peroxydé, d'un zinc et d'une solution d'acide sulfurique.

Le défaut de cet élément est son usure rapide en circuit ouvert, bien que certains constructeurs aient maintenu le zinc en état d'amalgamation constant en laissant un peu de mercure en contact avec le zinc.

M. R. Zizgenberg propose de remplacer le zinc par l'alliage suivant: Zn-94 %; Sn 2,5; Pb 1,5; Hg 2. Cet alliage aurait une usure presque nulle à circuit ouvert et le rendement de la pile ne serait pas diminué.

L'électrolyte suivant diminue l'usure à circuit ouvert en même temps qu'il facilite le dépôt électrolytique:

Acide sulfurique étendu à 10 %	1.500
Sulfate de mercure	50
Sulfate de zinc	500
Ferrocyanure de potassium...	50

Il se produirait un cyanure ou ferrocyanure de zinc qui protégerait l'électrode soluble à circuit ouvert.

On a utilisé également le couple étain-péroxyde de zinc pour l'électrolyte, également l'acide sulfurique; force électro-motrice, 2 volts.

Piles à électrolyte alcalin

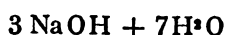
Ces piles sont dérivées du type Lalande et Chaperon à l'oxyde de cuivre; ces piles sont réversibles et ne s'usent pas à circuit ouvert, mais leur voltage

est seulement de 1 volt environ; elles sont très constantes.

Une corbeille de cuivre remplie d'oxyde de cuivre sert d'électrode positive, elle est entourée par l'électrode négative en zinc pour favoriser la dépolarisation; on dispose souvent le fond de la corbeille soit en cône renversé, soit en ménageant une cavité hémisphérique; souvent aussi on laisse la corbeille émerger de l'électrolyte; celui-ci est constitué par une solution de potasse ou de soude. Il se produit des zincates de potasse ou de soude et l'hydrogène libéré se combine avec l'oxygène de l'oxyde de cuivre, et réduit ce dernier en cuivre métallique pulvérulent qui peut après oxydation être réutilisé.

Pour éviter le récipient contenant l'oxyde et réduire le poids, les américains ont réalisé des agglomérés en malaxant un mélange d'oxyde de cuivre, en le moulant en briques cuites au rouge blanc; ces comprimés sont maintenus au long de l'électrode de cuivre au moyen de ressorts en cuivre.

La composition moyenne de l'électrolyte est de:



Le cuivre réduit peut-être oxydé et reservoir de nouveau.

Pile Heil

L'électrode négative est toujours le zinc, l'électrode positive est réalisée par un conducteur en métal quelconque non attaqué par l'électrolyte (solution de soude ou de potasse) ni amalgamable: nickel par exemple ou fer. Elle est entourée d'oxyde de mercure Hg O contenu dans un sac poreux. C'est la réduction de cet oxyde qui produit la dépolarisation; pour faciliter cette dernière, on ajoute en général du graphite en poudre pour diminuer la résistance du dépolarisant, la solution excitatrice est soit une lessive de soude à 25° B, soit de potasse, soit encore une solution de sulfate alcalin.

Ces éléments sont peu utilisés non pas tant à cause du prix de l'oxyde de mercure, puisque l'on récupère celui-ci à l'état métallique, mais parce que ce sel est vénénéux.

La pile Heil est remarquable par la constance de sa tension qui est de 1,32 volt, tension qui se maintient jusqu'à épuisement complet.

N. B. — Les piles à électrolyte alcalin nécessitent pour l'emploi une couche d'huile de paraffine à la surface de l'électrolyte qui a pour but de s'opposer à la carbonation de la solution.

Étanchéité des récipients.

Il ne faut pas oublier, lorsqu'on construit une pile inversable, que les réactions qui se produisent au sein de l'élément dégagent des gaz, en quantité parfois très faible et quelquefois négligeable comme dans la pile de Trouvé, mais en général le dégagement gazeux n'est pas nul, et, au cas où l'on aurait réalisé une fermeture étanche, le récipient pourrait fort bien ne pas résister à la pression interne développée par la production d'hydrogène dans le cas d'usure à circuit ouvert. Pour éviter cet inconvénient, on est obligé de recourir à des systèmes de fermeture s'opposant au passage du liquide, tout en laissant un dégagement aux gaz.

Le récipient en verre, en matière moulée ou en toile émaillée est obturé par un couvercle qui appuie sur ses bords par l'intermédiaire d'un joint plastique en caoutchouc; ce couvercle est, en général, percé de plusieurs orifices correspondant l'un au positif, l'autre à l'électrode soluble et le troisième à l'introduction du liquide et à l'évacuation des gaz; ce montage à trois orifices est très séduisant car il permet de changer le liquide ou les électrodes sans démonter la pile; par contre on lui reproche son nombre de joints élevé, aussi beaucoup de constructeurs ont préféré contraindre les usagers au démontage de l'élément pour changer les électrodes et même quelquefois le liquide.

Le point le plus délicat à réaliser est le bouchon muni de l'orifice d'évacuation des gaz. Ce problème ne présente pas de grosse difficulté lorsqu'il s'agit de pile au sel ammoniac car ce sel n'est pas corrosif, encore qu'il attaque le cuivre, mais quand il s'agit de piles à acide sulfurique il en est tout autrement; quelques constructeurs ont disposé tout simplement dans l'axe du bouchon un tube capillaire en verre; cette solution est un peu simpliste, elle évite les projections massives de liquide, mais ne s'oppose pas à la sortie de gouttelettes; ce dispositif est acceptable cependant sur les éléments genre Leclanché si l'on a soin de graisser les bornes et de disposer au-dessus de l'orifice un tampon de feutre pour absorber le peu de liquide qui sortirait.

Dans le cas de l'utilisation d'électrolytes acides, on dispose sur le chemin des gaz des tubes capillaires débouchant dans des chambres munies d'un retour à l'élément, quelquefois plus simplement de tubes possédant des renflements; certains éléments sont fermés comme des accus au moyen d'un bouchon creux partagé en deux cham-

bres par une membrane de cellulose percée de deux petites ouvertures.

Cette question de l'étanchéité est pour ces piles comme pour les accumulateurs un des plus délicats problèmes soumis à la sagacité des chercheurs. A partir du jour où cette question sera résolue de façon simple, la pile inversable constituera un concurrent sérieux pour l'accumulateur et rivalisera aisément comme prix et constance avec les piles sèches au chlorure d'ammonium, leur facilité de recharge immédiate pouvant leur permettre de rivaliser avec les accumulateurs.

Conclusion.

De toutes les piles décrites au cours de cette courte étude, il apparaît qu'un seul type de pile est actuellement utilisé, c'est l'élément classique : charbon de cornue, charbon en grain et bioxyde de manganèse, zinc. Cet élément possède de nombreuses qualités : régénération à circuit ouvert; cette régénération provient de ce que la réaction du dépolarisant et de l'hydrogène se produit plus lentement que la production de celui-ci ; c'est ce qui produit ce phénomène bien connu du coup de fouet au début de l'audition sur une pile presque épuisée : la pile, après un certain temps de repos, a repris sa valeur normale, mais le dépolarisant, en grande partie réduit, ne peut plus agir suffisamment rapidement pour empêcher la polarisation de la pile ; on peut remédier à cela comme il a été dit au paragraphe régénération. L'usure à circuit ouvert est pratiquement nulle et l'épuisement en stock de ces piles provient davantage de leur dessiccation que de l'usure du zinc ; enfin elles ne renferment aucun corps corrosif.

Les piles aux acides gras et les piles au savon semblent devoir être exhumées de l'oubli dans lequel elles étaient tombées ; on peut dire que pas un électricien ou pas un radio sur mille ne connaît leur existence ; et cependant

ces piles ne présentent aucune usure à circuit ouvert, aucun dégagement gazeux, elles ont par contre une grande constance et utilisent des constituants peu coûteux ; elle se renferment pas de liquide corrosif ; leur débit est faible, ce qui en T. S. F. n'est pas un bien grand inconvénient, et pourraient selon les modèles alimenter aisément les filaments de lampes radio-micro.

Les éléments à électrolyte alcalin présenteraient également certains avantages sur les piles, dont le plus important semble être totalement oublié : la facilité de recharge immédiate.

Les piles à acide sont également intéressantes quant aux réserves faites au

sujet de l'étanchéité et de la manipulation des acides.

Les chercheurs auraient profité à reprendre des idées qui, à l'époque où elles ont été émises, étaient en avance sur leur temps, qui à ce moment étaient du domaine de l'expérience et qui maintenant pourraient devenir commercialement réalisables. La pile dérivée du type Leclanché semble être arrivée à son maximum de perfection, et ce ne sera bientôt plus dans cette voie que devront se poursuivre les recherches, mais dans le domaine des réactions capables de fournir une force électromotrice constante et débiter un faible courant pendant le temps le plus long.

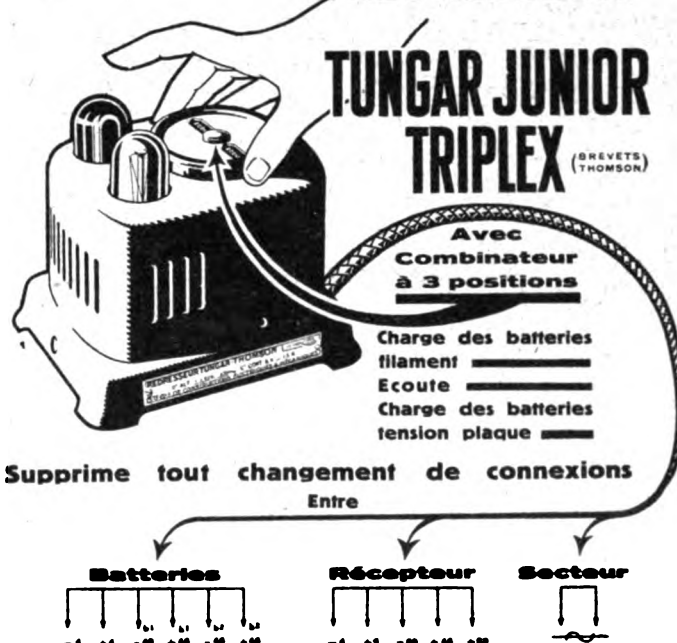
Le problème de l'alimentation pratique des Batteries de T. S. F. est définitivement

résolu par le

REDRESSEUR

TUNGAR JUNIOR TRIPLEX

(BREVETS THOMSON)



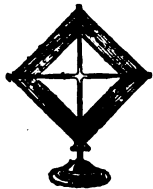
SOCIÉTÉ GÉNÉRALE
DE CONSTRUCTIONS
ÉLECTRIQUES & MÉCANIQUES
(ALSTHOM)

SERVICE DES REDRESSEURS DE COURANT 364, Rue Lecourbe - PARIS

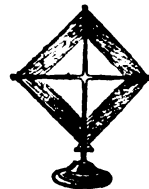


ÉTUDE D'UN SYSTÈME OSCILLANT

(Suite)



par le Docteur Titus KONTESCHWELLER



SUPERRÉACTION

■ ■ ■ ■ ■

NOUS avons trouvé, dans l'article précédent, que les solutions stables sont de la forme :

$$\begin{aligned}\Phi_1(t) &= P_1(t) \cos \mu t - P_2(t) \sin \mu t \\ \Phi_2(t) &= P_1(t) \sin \mu t + P_2(t) \cos \mu t \quad (176)\end{aligned}$$

La valeur de μ se trouve entre 0 et $1/2$ et dépend de ω selon les relations (169) ou (175).

En effet, nous avons trouvé que le facteur λ qui multiplie la solution quand t augmente de 2π , est égal à

$$\lambda = e^{i\mu 2\pi} \quad (177)$$

Nous avons vu dans les articles précédents qu'on pouvait écrire les solutions sous la forme :

$$\Phi_1 = e^{i\mu t} P_1(t) \quad (178)$$

$$\Phi_2 = e^{-i\mu t} P_2(t) \quad (179)$$

Les solutions sont données sous leur forme complexe ; on peut très facilement, par des transformations algébriques, obtenir les solutions (176).

Bien entendu, les fonctions $P_1(t)$ et $P_2(t)$ ne sont pas les mêmes dans le développement (176), (178) et (179), mais elles ont la même période :

Elles sont multipliées par les fonctions trigonométriques $\sin \mu t$, $\cos \mu t$, nous appelons l'effet de cette multiplication « la modulation des solutions » ; nous savons que cette modulation dépend de la quantité fondamentale ω de l'équation de départ.

A cause de la périodicité des fonctions P_1 et P_2 on peut les exprimer sous forme de série de Fourier, de période 2π , c'est-à-dire de pulsation 1.

Nous verrons que les fonctions modulées exprimées par les formules (176) peuvent, dans certains cas être,

des fonctions périodiques, qu'on peut exprimer par des séries de Fourier.

Bien entendu, la période fondamentale n'est pas la même que dans le cas où les fonctions P_1 et P_2 sont seules. Pour débiter, prenons un exemple très simple. Nous avons vu que les solutions deviennent instables, quand la valeur de μ est égale 0 ou à 1. Supposons pour le moment que le meilleur fonctionnement de l'appareil se trouve justement à égale distance de ces deux points critiques, la pratique confirme assez bien cette supposition. L'expérimentateur sent cela intuitivement en réglant les organes de l'appareil. Nous admettons donc un réglage de l'appareil correspondant à la valeur $1/4$ pour μ ; dans ces conditions, nous considérons le produit :

$$\cos \mu t \cdot P_1(t) \quad (180)$$

qui se trouve dans la formule (176) ; ce produit devient, en effet, une fonction périodique. Comme $\mu = 1/4$, nous pouvons écrire (180)

$$\cos\left(\frac{t}{4}\right) \cdot P_1(t) \quad (181)$$

Nous avons à cause de la périodicité des fonctions trigonométriques

$$\begin{aligned}\cos\left(\frac{t+8\pi}{4}\right) &= \cos\left(\frac{t}{4} + 2\pi\right) \\ &= \cos \frac{t}{4} \quad (182)\end{aligned}$$

Nous voyons donc que la fonction $\cos(t/4)$ a la période 8π .

Nous savons que la fonction P_1 a la période 2π . On peut donc dire qu'elle a aussi la période 8π . En effet, nous

avons à cause de la propriété fondamentale de la périodicité :

$$P_1(t + 8\pi) = P_1(t) \quad (183)$$

Si nous posons

$$F(t) = \cos \frac{t}{4} \cdot P_1(t) \quad (184)$$

nous voyons que cette fonction est périodique avec la période 8π , c'est-à-dire nous avons :

$$F(t + 8\pi) = F(t) \quad (185)$$

En effet, nous déduisons des équations (182) et (183) que les deux facteurs (184) ne changent pas quand t augmente de 8π ; par conséquent, leur produit ne change pas d'avantage : c'est justement ce qu'exprime la formule (185) qui se trouve donc démontrée.

Nous pouvons faire absolument les mêmes considérations pour la deuxième partie de la solution, formule (176) et aussi pour les deux parties de la solution (176).

Nous pouvons donc affirmer que dans ce cas spécial les deux solutions de (176) sont périodiques mais avec la période 8π au lieu de 2π .

Si nous développons ces solutions en série de Fourier, nous pouvons écrire

$$\Phi_1(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left\{ a_n \cos\left(\frac{nt}{4}\right) + b_n \sin\left(\frac{nt}{4}\right) \right\} \quad (186)$$

Si nous comparons ce développement avec celui de la fonction P_1 où la période est 2π , nous avons pour P_1 une suite d'harmoniques correspondant aux pulsations,

$$1, 2, 3, 4, \dots \quad (187)$$

ou aux fréquences :

$$\frac{1}{2\pi}, \frac{2}{2\pi}, \frac{3}{2\pi}, \frac{4}{2\pi}, \dots \quad (188)$$

Pour le développement de la fonction (186) nous avons la suite d'harmoniques correspondant à la série des pulsations :

$$\frac{1}{4}, \frac{2}{4}, \frac{3}{4}, \frac{4}{4}, \frac{5}{4}, \dots \quad (189)$$

ou la série de fréquences

$$\frac{1}{8\pi}, \frac{2}{8\pi}, \frac{3}{8\pi}, \frac{4}{8\pi}, \frac{5}{8\pi}, \dots \quad (190)$$

Nous déduisons des séries (188 et 190) que dans le développement en série de Fourier, pour $\mu = 1/4$ nous avons une fréquence fondamentale quatre fois plus lente que pour la fonction P_1 .

Les harmoniques se suivent l'un l'autre avec des différences de fréquences qui sont aussi 4 fois plus petites, que dans le cas de la fonction P_1 , qui représente en quelque sorte la fréquence auxiliaire. Nous voyons maintenant que nous avons une probabilité de battements avec une onde extérieure 4 fois plus grande. La modulation des solutions a donc pour effet d'augmenter les battements ou la possibilité de battements, avec les ondes incidentes. Nous étudions un exemple encore plus général. Comme plus haut nous nous bornons à étudier seulement une partie des solutions. Posons donc :

$$F(t) = \cos(\mu t) \cdot P_1(t) \quad (191)$$

qui est une partie des solutions de (176).

Nous supposons que la valeur de μ est égale à un nombre rationnel, et nous posons :

$$\mu = \frac{m}{n} \quad (192)$$

où, bien entendu, selon les conditions indiquées, nous avons :

$$\frac{m}{n} < \frac{1}{2} \quad (193)$$

Nous pouvons donc écrire :

$$F(t) = \cos\left(\frac{m}{n}t\right) \cdot P_1(t) \quad (194)$$

Nous allons montrer que cette fonction modulée est elle aussi purement périodique. Nous étudions d'abord la partie de (194) :

$$\cos\left(\frac{m}{n}t\right) \quad (195)$$

Si, dans cette expression, nous augmentons t de $2\pi n$ nous obtenons :

$$\begin{aligned} \cos\left(\frac{m(t+2\pi n)}{n}\right) &= \cos\left(\frac{m}{n}t + 2\pi\right) \\ &= \cos\left(\frac{m}{n}t\right) \end{aligned} \quad (196)$$

La valeur de l'expression (195) ne change pas si l'on augmente t de $2\pi n$. La fonction (195) a donc la période $2\pi n$.

Mais la fonction P_1 ne change pas quand on augmente t de $2\pi n$; par conséquent, la fonction (194) est périodique, avec la période $2\pi n$ et nous pouvons écrire

$$F(t + 2\pi n) = F(t) \quad (197)$$

Nous pouvons maintenant développer la fonction (197) en série de Fourier, ce qui donne :

$$F(t) = \sum_{v=0}^{\infty} \left\{ a_v \cos\left(\frac{v t}{n}\right) + b_v \sin\left(\frac{v t}{n}\right) \right\} \quad (198)$$

La suite des différents harmoniques de ce développement correspond à la série des fréquences

$$\frac{1}{2\pi n}, \frac{2}{2\pi n}, \frac{3}{2\pi n}, \frac{4}{2\pi n}, \dots \quad (199)$$

Nous voyons que la fréquence fondamentale est n fois plus petite que la fréquence des oscillations auxiliaires, les différences entre les fréquences et les harmoniques sont n fois plus petites que les différences correspondantes des oscillations auxiliaires.

Il peut arriver naturellement que les développements en série de Fourier, formules 186 et 198, ne soient pas complets, certains harmoniques pouvant manquer dans le développement. Nous pourrions supposer qu'un certain développement ne contient que des harmoniques pairs ou des harmoniques impairs, etc... en tout cas, nous voyons que la probabilité d'avoir un grand nombre de battements, avec une onde incidente est beaucoup *plus grande* que dans le cas où l'on ne compte que les harmoniques de l'oscillation auxiliaire. C'est là la véritable cause du phénomène que M. David a appelé fonctionnement stroboscopique et dont l'explication fournie est complètement fausse.

A quoi est dû le sifflement caractéristique de la super-réaction

Nous venons de voir que des trois cas théoriquement possibles, il ne reste plus qu'un seul pour le fonctionnement normal de la super-réaction, avec K^2

plus petit que 1, les deux cas limites $K = +1$ et $K = -1$ représentent un régime absolument instable, et ne correspondent pas au fonctionnement ordinaire de la super-réaction. Nous avons surtout en vue la super-réaction pour la réception de la téléphonie sans fil. On a constaté, dès le début dans l'appareil de super-réaction, la production d'un sifflement particulier. Dans la plupart des cas pratiques, les amateurs n'entendent pas l'oscillation auxiliaire. En général, les bobines vendues dans le commerce, avec des capacités de 2/1.000, donnent une oscillation tout à fait super-audible. Dans un montage de super-réaction à deux lampes, sans filtre, par variation de la résistance positive d'après la terminologie « d'Armstrong », on peut faire les constatations suivantes :

On fait osciller la lampe ayant des bobines de 100.000 microhenrys avec un condensateur de 2/1.000 aux bornes, on place un casque dans le circuit plaque de cette lampe, on ne constate aucun sifflement ; d'un autre côté, on éteint la lampe oscillatrice, et on couple la réaction plus ou moins, on entend le bruit d'accrochage, de décrochage, et rien d'autre.

Le sifflement caractéristique de la super-réaction, est dû à la combinaison en quelque sorte, de l'oscillation auxiliaire et de l'oscillation haute fréquence, il est inhérent au fonctionnement de la super-réaction. Le phénomène est plus net dans le montage indiqué, quand il n'y a pas de condensateur shunt sur la grille de la détectrice-super-régénératrice.

Il est facile de faire varier la tonalité du sifflement dans des limites très larges, au moins *quatre octaves*. Quand, en poussant la réaction, la tonalité devient très élevée, quand elle se rapproche de la moitié de la fréquence auxiliaire, le bruit disparaît *brusquement*. En effet, nous arrivons au cas d'instabilité. Dans les cas ordinaires, sans filtre, la réception de la téléphonie est accompagnée d'un sifflement qui existe, bien entendu, en dehors de l'émission. Nous nous trouvons dans le cas de modulation. Comme nous l'avons vu, la résistance positive est = à la résistance négative ; sinon, il ne se produirait aucun sifflement dans l'appareil. En effet, le terme exponentiel $e^{-\dots}$ supprimerait immédiatement toute oscillation qui prendrait naissance dans l'appareil ; d'un autre côté, on n'arrive pas à la saturation de la lampe, sinon, de toute évidence, il serait impossible de recevoir quoi que ce soit.

Nous avons vu que : ω est une constante extrêmement importante, car

c'est d'elle que dépend la modulation, si ω est un nombre entier ou de la forme « $n + 1/2$ » nous avons les solutions :

$$\Phi_1(t) = P_1(t)$$

$$\Phi_2(t) = P_2(t) + at P_1(t)$$

L'instabilité est évidente.

Il est évident qu'on ne peut pas se trouver près des nombres entiers (par exemple 70, 71) pas plus d'ailleurs, qu'à $70 + 1/2$, $75 + 1/2$ etc. Dans ces régions, au voisinage des nombres entiers, la plus légère modification de chauffage, de la tension plaque, la plus légère influence extérieure nous conduirait directement au régime correspondant aux nombres entiers, ou aux nombres : « $n + 1/2$ ». Le régime de fonctionnement changera entièrement :

Une des deux solutions de l'équation différentielle croît indéfiniment avec le temps, on arrive donc à la saturation de la lampe et le fonctionnement de l'appareil devient impossible. En pratique, on doit se tenir à peu près au milieu entre ces deux points extrêmes ; c'est-à-dire, pour prendre un exemple, à $70 + 1/4$; dans ce cas, comme nous l'avons vu, la modulation est *quatre fois plus lente* que l'oscillation auxiliaire. Nous avons constaté à plusieurs reprises que c'est là le fonctionnement le plus favorable de la super-réaction. Il est même bon que la modulation soit exprimée, par un *rapport simple*, par exemple, $1/4$ ou $1/3$.

En effet, on a démontré que si μ est $= m/n$ il apparaît une nouvelle période $2\pi n$. La fonction $P_1(t)$ a non seulement la période 2π mais aussi tous les multiples de 2π . La modulation à la période $2\pi n$.

Il est évident que toutes les solutions de l'équation différentielle ont aussi la période $2\pi n$; il s'agit donc d'une tonalité beaucoup plus basse qui se produit dans l'appareil, mais ce bruit surajouté, conséquence de la modulation super-réactive, est en *pratique très faible* et même inaudible.

Si nous développons maintenant les solutions de l'équation en série de Fourier, car nous avons toujours le droit de le faire, nous obtenons :

$$F(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \left\{ a_n \cos\left(\frac{v t}{n}\right) + b_n \sin\left(\frac{v t}{n}\right) \right\}$$

Nous voyons que les harmoniques se suivent de très près. S'ils s'échelonnent, par exemple, à 10.000, par suite de l'oscillation auxiliaire, ils peuvent devenir plus denses à cause de la modulation ; par exemple, si μ est $=$ à

$1/4$, les harmoniques se trouveront séparés par des intervalles de 2.500, chiffre qui ne représente qu'une fraction du domaine audible.

Au point de vue de la télégraphie sans fil, ce fonctionnement peut être intéressant, car la probabilité de battements est beaucoup plus grande avec des oscillations aussi nombreuses et se suivant d'aussi près.

Conséquences pratiques

Il est possible, il est même facile de construire des appareils de super-réaction ne donnant aucun sifflement. Deux procédés s'offrent à nous.

Le premier consiste à choisir une oscillation auxiliaire de fréquence très élevée au moins quatre fois au-dessus de l'audibilité ; dans ce cas, la modulation super-réactive qui est environ le $1/4$ de la fréquence auxiliaire devient elle-même super-audible.

Beaucoup d'amateurs s'imaginent qu'il suffit de prendre seulement une oscillation auxiliaire juste au-dessus de l'audibilité.

Nous avons construit nous-même des appareils de super-réaction, selon ce principe, à un moment d'ailleurs, où nous n'avions pas encore compris le fonctionnement du montage. Il y a un inconvénient à agir de la sorte. Etant donné les longueurs d'onde employées couramment pour la téléphonie, 3 ou 400 m., l'amplification obtenue par ce procédé est faible, et les réglages deviennent extrêmement difficiles. Il est certain également qu'en rapprochant les deux oscillations, la haute fréquence, et l'oscillation auxiliaire, les harmoniques de cette dernière oscillation, interviennent et produisent des sifflements qui d'ailleurs n'ont lieu que pendant le réglage, il y a un fait certain, *on peut obtenir des auditions absolument pures sans filtre*. Quand il s'agit de recevoir les ondes très courtes, de 20 à 30 m. et même des ondes de 18 cm. comme l'a fait M. Beauvais, on est libre de choisir une oscillation auxiliaire très haute, par exemple d'un million pour les ondes de 18 centim. Dans ce cas, il n'y a pas le moindre sifflement, la modulation super-réactive, étant elle-même tout à fait super-audible, il y a seulement un bruit de fond commun d'ailleurs à tous les appareils donnant une forte amplification. Il s'agit, sans doute, de l'émission électronique irrégulière, de parasites légers, d'irrégularité du chauffage ou de la tension-plaque.

Nous tenons à faire remarquer que la théorie ébauchée s'applique à tous les montages de super-réaction sans excep-

tion, quel que soit le nombre de lampes, qu'il s'agisse de bigrille ou de trigrille. Nous tenons également à dire que beaucoup de personnes confondent le bruit irrégulier (bruit de fond) avec le sifflement soi-disant caractéristique de la super-réaction. Il est facile d'ailleurs d'agir sur ce dernier bruit, il faut tout simplement filtrer une oscillation gênante. Nous arrivons donc à la 2^e façon de construire les appareils de super-réaction, la seule pratique dans les conditions actuelles à cause des longueurs d'onde employées. Il est très facile de filtrer par un dispositif quelconque, les fréquences de modulation. La théorie des filtres est très avancée à l'heure actuelle, on arrive par exemple à filtrer d'une façon parfaite l'alternatif à 22 périodes, chose très difficile.

Nous dirons comme conclusion que d'après nous il n'y a qu'un seul fonctionnement possible de la super-réaction, nous entendons par là un fonctionnement donnant une amplification intéressante, c'est l'éventualité pour laquelle il y a la modulation dont la fréquence pratique est environ 4 fois plus lente que celle de l'oscillation auxiliaire.

Etude

de l'équation avec second membre

Nous allons maintenant étudier le cas où il y a des influences extérieures, quand l'appareil reçoit une émission. Il s'agit donc de l'équation avec second membre. Nous rappelons que l'équation élémentaire, formule (57), est de la forme :

$$\frac{d^2 y}{dz^2} + 2f(z) \frac{dy}{dz} + Ky = 0 \quad (200)$$

où y' représente le courant et z' le temps. Nous savons comment nous avons obtenu cette équation. En effet, en partant d'un circuit ordinaire, nous avons une expression qui exprime la force électromotrice, dans un point arbitraire du circuit, cette expression classique est la suivante :

$$\frac{1}{C} \int y dz + Ry + L \frac{dy}{dz} \quad (201)$$

Quand il n'y a pas d'influence extérieure, cette expression est toujours égale à 0 car les différentes forces électromotrices dans le circuit doivent se contrebalancer. Quand il y a une influence extérieure, la force électromotrice extérieure doit en quelque sorte balancer celle du circuit.

Dans le cas le plus simple, nous pouvons naturellement supposer que l'in-

fluence extérieure peut s'exprimer par une fonction harmonique, par exemple :

$$E \cdot \sin \alpha t \quad (202)$$

L'équation devient donc :

$$\frac{1}{C} \int y dz + Ry + L \frac{dy}{dz} = E \sin \alpha t \quad (203)$$

en dérivant, nous obtenons :

$$\frac{y}{C} + R \frac{dy}{dz} + L \frac{d^2 y}{dz^2} = L \alpha \cos \alpha t \quad (204)$$

et enfin, après quelques transformations :

$$\frac{d^2 y}{dz^2} + \frac{R}{L} \frac{dy}{dz} + \frac{4}{LC} = \frac{E\alpha}{L} \cos \alpha t \quad (205)$$

C'est le cas classique d'un circuit où nous supposons que la résistance est toujours constante. En sur-réaction, la résistance est variable, c'est-à-dire :

$$\frac{R}{L} = 2f(z) \quad (206)$$

où $f(z)$ est une fonction variable, généralement périodique. En posant :

$$\frac{1}{LC} = K \quad (207)$$

l'équation se transforme en :

$$\frac{d^2 y}{dz^2} + 2f(z) \frac{dy}{dz} + Ky = \varphi(z) \quad (208)$$

Jusqu'à présent, nous avons étudié l'équation différentielle sous sa forme normale, c'est-à-dire, sans le terme dy/dz . Nous devons donc réduire l'équation avec second membre à la forme correspondante; comme nous le savons, cela se fait par la transformation suivante :

$$y = e^{-s f(z) dz} \cdot \chi \quad (209)$$

En substituant dans l'équation différentielle, nous obtenons :

$$e^{-f(z) dz} \quad (210)$$

$$\left\{ \frac{d^2 \chi}{dz^2} + \chi \left(K - f'(z) - \overline{f(z)}^2 \right) \right\} = \varphi(z)$$

où :

$$\frac{d^2 \chi}{dz^2} + \chi \left(K - f'(z) - \overline{f(z)}^2 \right) = \varphi(z) \cdot e^{s f(z) dz} \quad (211)$$

Nous avons déjà dit que la résistance était variable et généralement périodique.

Nous adoptons la même formule de variation de la résistance, ce qui donne :

$$f(z) = A + B \sin \Omega z \quad (212)$$

d'après cette formule, nous obtenons en plus,

$$f'(z) = B\Omega \cos \Omega z \quad (213)$$

$$(214)$$

$$\overline{f(z)}^2 = A^2 + B^2 \sin^2 \Omega z + 2AB \sin \Omega z$$

$$\int f(z) dz = Az - \frac{B}{\Omega} \cos \Omega z \quad (215)$$

Pour simplifier, nous utilisons le même changement de variable déjà fait pour l'équation sans second membre, c'est-à-dire la transformation :

$$\Omega z = t \quad (216)$$

cela nous donne les formules suivantes :

$$f'(z) = A + B \sin t \quad (217)$$

$$f(z) = B\Omega \cos t \quad (218)$$

$$\overline{f(z)}^2 = A^2 + B^2 \sin^2 t + 2AB \sin t \quad (219)$$

$$\int f(z) dz = \frac{A}{\Omega} t - \frac{B}{\Omega} \cos t \quad (220)$$

Si nous substituons ces valeurs dans l'équation (211) nous obtenons :

$$\begin{aligned} \frac{d^2 \chi}{dt^2} + \frac{\chi}{\Omega^2} (K - B\Omega \cos t - A^2 - B^2 \sin^2 t - 2AB \sin t) \\ = \frac{E\alpha}{L} \cos \frac{\alpha}{\Omega} t \cdot e^{\frac{A}{\Omega} t - \frac{B}{\Omega} \cos t} \end{aligned} \quad (221)$$

Après quelques changements :

$$\begin{aligned} \frac{d^2 \chi}{dt^2} + \chi \left(\frac{K}{\Omega^2} - \frac{B}{\Omega} \cos t - \frac{A^2}{\Omega^2} - \frac{B^2}{\Omega^2} \sin^2 t - \frac{2AB}{\Omega^2} \sin t \right) \\ = \frac{E\alpha}{L} \cos \frac{\alpha}{\Omega} t \cdot e^{\frac{A}{\Omega} t - \frac{B}{\Omega} \cos t} \end{aligned} \quad (222)$$

Le membre de gauche de cette équation est le même que celui que nous avons étudié dans le cas de l'équation homogène. Nous savons donc que nous pouvons le mettre sous la forme simple :

$$\frac{d^2 \chi}{dt^2} + \chi (\omega^2 - f(t)) \quad (223)$$

où $f(t)$ est une fonction périodique très simple, de la forme :

$$f(t) = p \sin t + q \cos t + r \cos 2t \quad (224)$$

Le membre à droite peut être écrit sous une forme plus simple

$$C \cdot \cos ct \cdot e^{at - b \cos t} \quad (225)$$

en posant :

$$\frac{E\alpha}{L} = C; \quad \frac{\alpha}{\Omega} = c; \quad \frac{A}{\Omega} = a; \quad \frac{B}{\Omega} = b \quad (226)$$

Nous obtenons finalement l'équation différentielle

$$\frac{d^2 \chi}{dt^2} + \chi [\omega^2 - f(t)] = C \cos ct \cdot e^{at - b \cos t} \quad (227)$$

qu'il faut étudier pour voir l'influence des ondes extérieures. Dans le cas envisagé jusqu'à présent, équation sans second membre, et que nous appelons *homogène*, nous avons trouvé forme de toutes les solutions possibles dans les cas pratiques et nous avons étudié ces solutions à fond.

Maintenant que nous avons un second membre, nous savons que la solution générale de l'équation (227) est égale à une solution particulière de l'équation plus la solution générale du cas homogène, déjà étudiée et dont nous connaissons parfaitement les solutions.

Si nous avons donc trouvé une seule solution particulière de l'équation (227) par exemple :

$$F(t) \quad (228)$$

nous obtenons la solution générale de (227) en ajoutant la solution générale de l'équation du cas homogène, c'est-à-dire :

$$C_1 (P_1(t) \cos \mu t - P_2(t) \sin \mu t) + C_2 (P_1(t) \sin \mu t + P_2(t) \cos \mu t) \quad (229)$$

ou sous une forme peut-être plus commode :

$$P_1(t) (C_1 \cos \mu t + C_2 \sin \mu t) + P_2(t) (C_2 \cos \mu t - C_1 \sin \mu t) \quad (230)$$

La solution générale de (227) devient donc :

$$F(t) + P_1(t) (C_1 \cos \mu t + C_2 \sin \mu t) + P_2(t) (C_2 \cos \mu t - C_1 \sin \mu t) \quad (231)$$

tout le problème consiste à trouver la solution particulière (228).

(A suivre.)



RÉCEPTEURS TÉLÉPHONIQUES

par Estanislao RODRIGUEZ, *Ingénieur Electricien*

Traduit de l'Espagnol (" Revista Telegrafica " - Mars 1929 N° 198 - Buenos-Ayres)

par André PLANES-PY - F8EI

■ ■ ■ ■ ■

Nous donnons ci-dessous la traduction d'un intéressant article de M. Estanislao Rodriguez, ingénieur electricien, chef de ligne à la Compania de Telegrafos, paru dans le numéro 198 (mars 1929) de la Revista telegrafica de Buenos-Ayres, sur les récepteurs téléphoniques non magnétiques.

A. P. P.

1° *Quelques considérations d'ordre général.* — Il y a seulement soixante-quatorze ans, en août 1854, Charles Boursel publiait, dans *L'Illustration*, une étude intitulée « Transmission électrique de la parole », dans laquelle il montrait la possibilité de transmettre les sons par le moyen de l'électricité et, reprenant les travaux de La Rive, Page et E. Perra y Petrina, proposait au monde scientifique un problème d'un intérêt extraordinaire et laissait entrevoir à l'humanité la préface d'une merveille...

Cependant, jusqu'en 1875 où Alexandre Graham Bell affirma ces espérances, la parole ne fut pas transmise par fil. A cette époque, le téléphone de Bell n'était pas celui que nous connaissons aujourd'hui ; il venait de naître et, comme tout être nouveau, ses premiers pas étaient débilés et vacillants : les sons ne pouvaient être transmis qu'à de faibles distances et d'une manière confuse, et il ne pouvait être considéré que comme un beau jouet qui, perfectionné dans les laboratoires, devait se changer plus

tard en un instrument merveilleux propre à servir l'activité humaine. En quarante-huit ans, ce jouet qui balbutiait des paroles confuses a atteint un degré de développement insoupçonné et actuellement les sons arrivent clairs et parfaitement distincts à des milliers de kilomètres du lieu d'origine. Ce jouet, enfin, a fait couvrir la terre d'un réseau de fils conducteurs et, mieux encore, ce réseau tend à devenir inutile avec le perfectionnement de la radiotéléphonie.

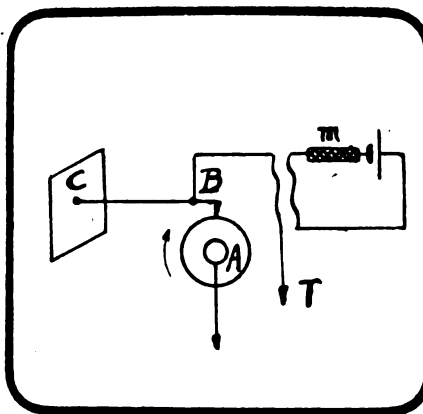


Fig. 2

Dans le téléphone de Bell, l'émetteur et le récepteur téléphoniques étaient constitués de la même façon et l'émission, comme la réception, était assurée par un système électromagnétique. En 1878, Hughes présenta le microphone, qui fut immédiatement appliqué à la transmission téléphonique, la réception étant toujours assurée par le téléphone de Bell.

Différents types de transmetteurs et de récepteurs téléphoniques furent

étudiés par Edison, Preece, Bréguet, Richmond et d'autres encore, mais successivement abandonnés pour perfectionner le microphone et le récepteur électromagnétique.

Les diverses nécessités créées par la radiotéléphonie, la téléphonie à grande distance, les haut-parleurs, l'emploi des amplificateurs téléphoniques, etc., ont fait rechercher de nouveaux moyens, autres que ceux basés sur l'électromagnétisme, pour la réception téléphonique, et les dispositifs proposés autrefois vont contribuer à la mise au point de nouveaux principes. Certains ont permis des essais encourageants, mais on peut dire que la question n'est pas encore complètement élucidée.

Nous nous proposons de passer en revue quelques systèmes téléphoniques autres que ceux magnétiques.

2° *Récepteurs électrostatiques.* — L'électricien anglais Varley proposa d'utiliser un condensateur comme récepteur téléphonique. Le principe sur lequel est basé l'emploi d'un dispositif

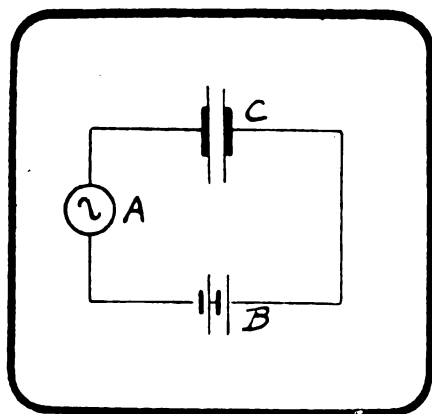


Fig. 1

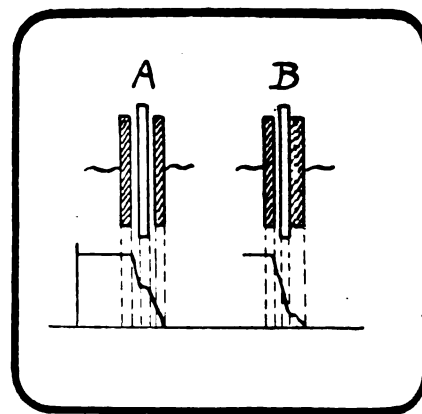
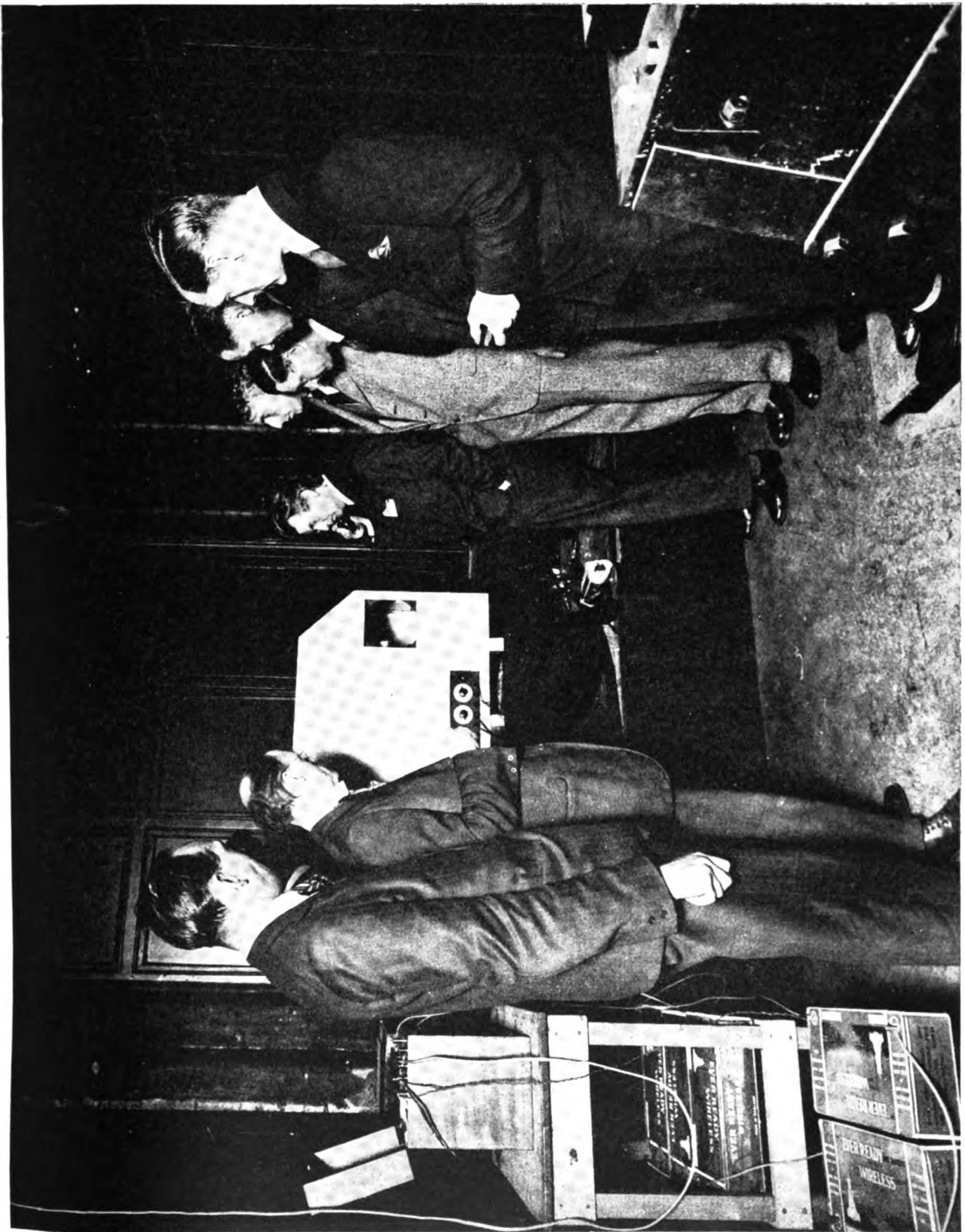
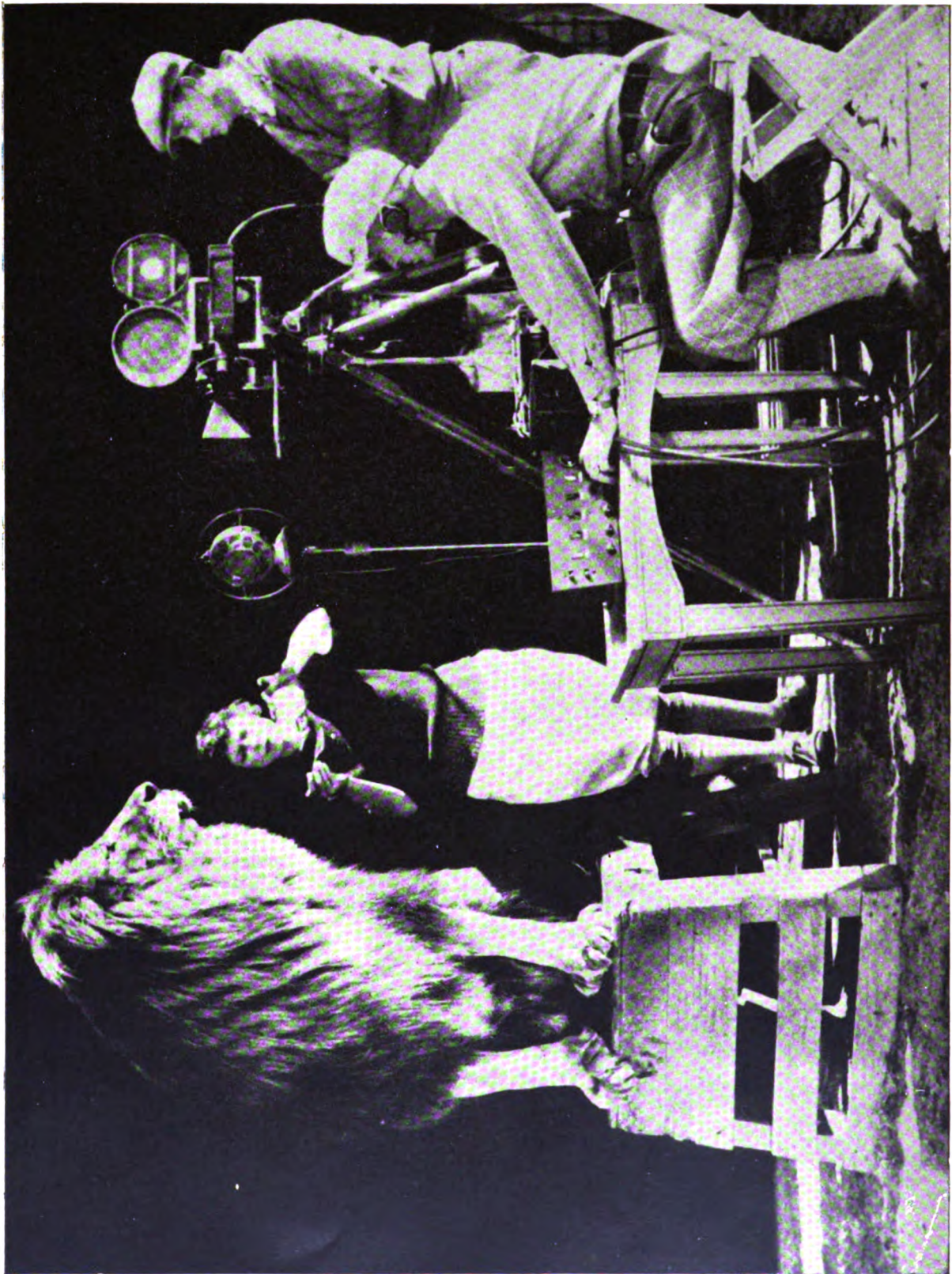


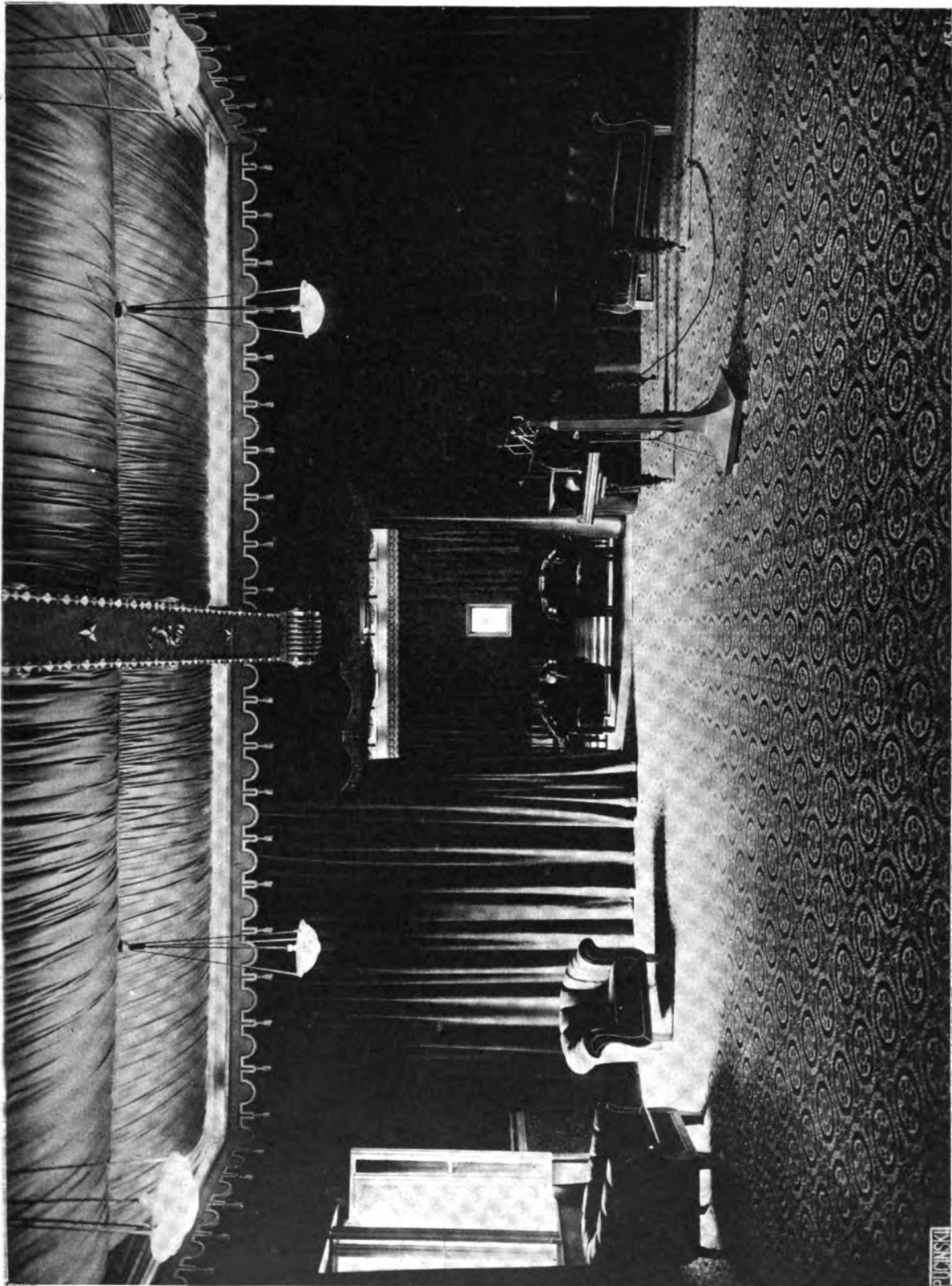
Fig. 3



DÉMONSTRATION DE TÉLÉVISION, D'UNE VUE PRISE EN PLEIN AIR, PAR M. JOHN L. BAIRD



UNE PRISE DE VUE DE FILM SONORE QUI OFFRE QUELQUE DANGER



LE STUDIO DE RADIO-POZNAN



COMMENT ON A PU TRANSMETTRE LES CRIS DES MOUETTES (LONDRES-DAVENTRY)

simple est la variation d'attraction subissent les armatures d'un condensateur lorsqu'on fait varier sa charge.

nous désignons par F la force d'attraction des armatures sous une différence de potentiel V , nous pourrions lier ces quantités, sous la forme suivante :

$$F = K.V^2$$

Si V varie d'une quantité $d.V$, nous avons :

$$+ d.F = K(V + d.V)^2 \\ = K.V^2 + 2K.V.d.V + KdV^2$$

On a :

$$dF = 2KVdV + KdV^2$$

La valeur KdV^2 sera très petite et nous pourrions dire que

$$\frac{d.F}{d.V} = 2KV$$

Les variations d'attraction seront proportionnelles aux variations de voltage entre les armatures. Ces variations d'attraction produisent des vibrations qui peuvent être décelées par divers procédés, comme par exemple en plaçant le condensateur sur une caisse de résonance.

Le schéma du dispositif employé sera celui indiqué par la figure 1. Le circuit est constitué par un générateur de courants téléphoniques A, une pile B qui joue le même rôle que l'aimant permanent dans les récepteurs magnétiques, en évitant que V n'égale 0, et le condensateur « parlant » C. Un récepteur de ce système formé par des feuilles d'étain très minces et du papier comme diélectrique, fut proposé avec succès en 1878 par Paillard et Garnier. La même année, le téléphone fut présenté par M. Du Moncel à l'Académie des sciences

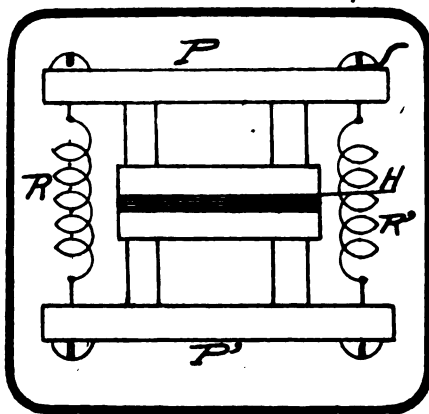


Fig. 5

de Paris. En 1879, furent faites des expériences relatées par M. Suarez Saavedra, technicien télégraphiste espagnol, dans son *Histoire universelle de la télégraphie*.

Le téléphone de Varley et celui électrochimique d'Edison, dont nous allons parler, ne tardèrent pas à être abandonnés; mais, de la combinaison de ces deux types, peut résulter un nouveau système dont le perfectionnement est l'objet de recherches sérieuses.

En 1872, Edison observa que, si l'on fait dérouler une bande de papier imprégnée d'une solution chimique entre un rouleau métallique et un balai de platine, le frottement entre le papier et le balai varie lorsqu'un courant circule entre le balai et le rouleau. Ce phénomène l'incita à utiliser ce montage pour la réalisation d'un relais télégraphique. Remarquant que la variation de pression est proportionnelle à la force électromotrice du courant, il réalisa en 1878 un téléphone haut-parleur qu'il appela « électrochimique », croyant que le phénomène fondamental était de cette nature.

Le téléphone d'Edison est représenté schématiquement figure 2. Le rouleau conducteur A est recouvert de papier sur lequel appuie le style B solidaire d'un barreau léger terminé par une lame mince en mica C. Lorsqu'un courant téléphonique circule dans le sens T B A. T', la pression du balai varie avec le voltage et les vibrations sont transmises à la lame, puis de celle-ci à une membrane de mica. Les sons enregistrés par M sont alors reproduits.

Les ingénieurs danois MM. Johnsen et Rahbek ont construit un haut-parleur semblable à celui d'Edison, basé sur l'action électrostatique de la variation de la force attractive des armatures d'un condensateur selon la force électromotrice appliquée.

Cette force attractive, suivant la loi de Coulomb, variera avec la charge des armatures Q et l'épaisseur du diélectrique d suivant :

$$F = \frac{Q \times Q}{d^2} = \frac{Q^2}{d^2}$$

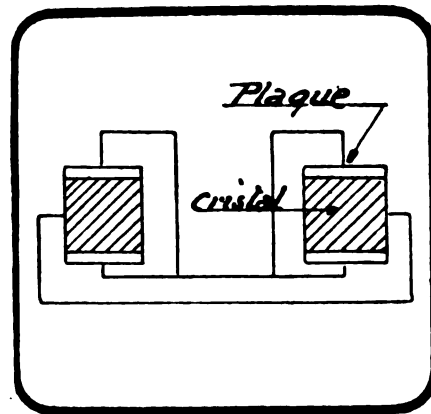


Fig. 6

Mais Q , dans un condensateur, est égal au produit de la capacité C par le voltage V , donc :

$$Q = CV.C$$

selon la formule générale des condensateurs :

$$C = \frac{K.S}{4\pi d}$$

K étant la capacité inductive spécifique, S la surface et d l'épaisseur du diélectrique.

En faisant les substitutions nécessaires, nous aurons :

$$Q = \frac{K.S}{4d} \times V$$

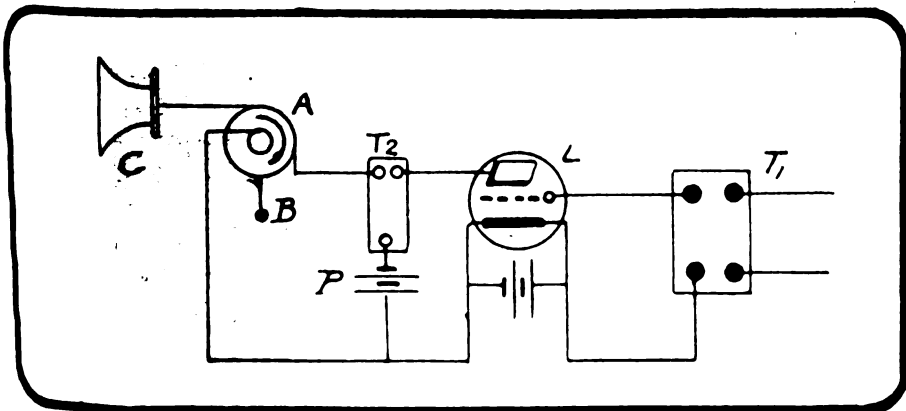


Fig. 4

et

$$F = \frac{K \cdot S \cdot V^2}{16 \pi^2 d^3} = \frac{K \cdot S \cdot V^2}{16 \pi^2 d^4}$$

Nous voyons que la force attractive varie en raison inverse de la quatrième puissance de l'épaisseur du diélectrique et qu'elle augmentera d'autant plus rapidement que l'épaisseur de celui-ci ira en diminuant.

Toutefois, la force attractive peut être augmentée en employant comme diélectrique des corps semi-conducteurs, qui permettent le passage de courants très faibles ne suffisant pas

flue pas sur la force attractive, sinon celle de la mince pellicule d'air existant entre le diélectrique et les armatures, la chute de tension se produisant dans cette mince couche, ainsi qu'il est possible de le voir figure 3.

En A, les épaisseurs des deux couches sont égales; en B, celle d'une des deux couches est négligeable par rapport à l'autre. Comme nous devons utiliser les vibrations produites par les variations d'attraction, nous devons tirer le meilleur parti du cas représenté par la figure 3 B.

Le téléphone Johnsen-Rahbek est constitué par un cylindre semi-con-

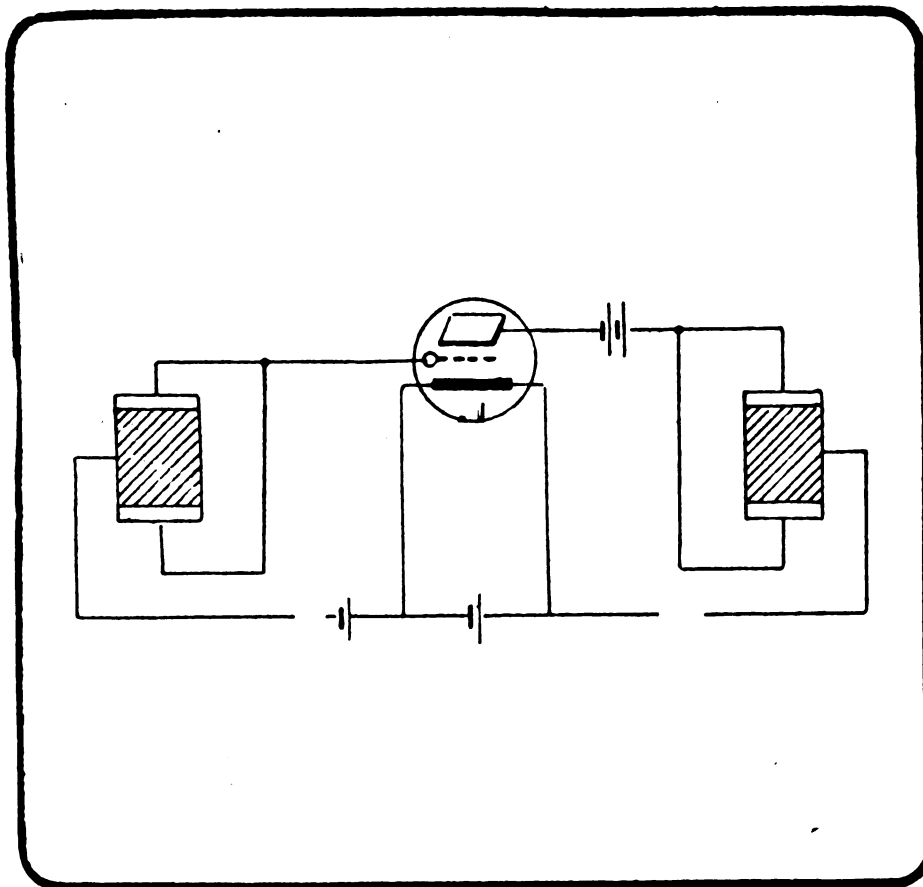


Fig. 7

à neutraliser les charges des armatures. Ainsi, en employant une lame d'ardoise de 2 cm. 5 d'épaisseur entre deux disques métalliques de 5 centimètres et avec une tension de 440 volts, la force attractive exercée entre les armatures atteint la valeur de 700 à 1.000 grammes.

Les matières semi-conductrices utilisées peuvent être la pierre lithographique, l'agate, la gélatine, certaines qualités de papiers, de bois durs, etc.

De plus, ces ingénieurs ont conclu que l'épaisseur du diélectrique n'in-

ducteur monté sur un axe conducteur, une section d'un quart de cercle de la surface latérale de ce cylindre va à une lame métallique terminée par un ressort à l'une de ses extrémités et par une lame vibrante V à l'autre. Le courant est appliqué entre l'axe et le ressort. La pression de la lame sur le cylindre variera avec la tension et ces vibrations seront transmises à la plaque vibrante.

La poussière qui se dépose sur le cylindre semi-conducteur occasionnant des perturbations sensibles, le fonc-

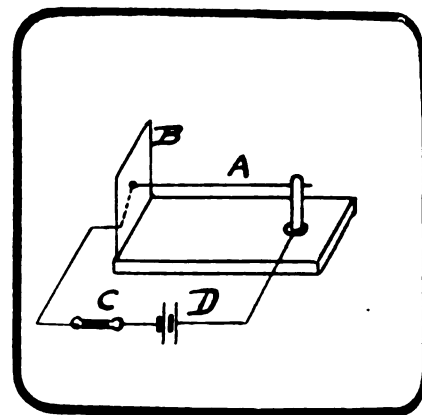


Fig. 8

tionnement est assuré par une petite brosse disposée convenablement contre le cylindre. La figure 4 donne le montage d'un téléphone pourvu d'un étage amplificateur.

3° Récepteurs piézo-électriques. — En 1880 les frères Curie signalèrent un phénomène, observé et étudié par eux, dont les cristaux hémédriques étaient le siège lorsque, étant soumis à une déformation par pression ou par torsion, ils développent une certaine quantité d'électricité.

Les lois données par les deux savants furent celles-ci :

1° Les deux faces d'une tourmaline soumise à une pression acquièrent des charges électriques égales et de signe contraire.

2° La quantité d'électricité libérée par une augmentation donnée de la pression est égale et de signe contraire à celle produite par une égale diminution de la pression.

3° La quantité d'électricité produite est proportionnelle à la variation de pression.

4° Pour une même quantité d'électricité la masse de tourmaline n'intervient pas.

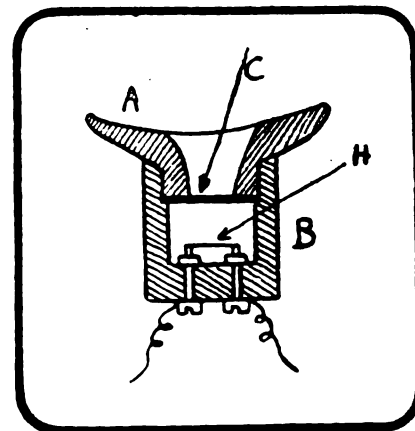


Fig. 9

Ce phénomène reçut le nom de « piézo-électricité » et s'apparente beaucoup à celui de la pyro-électricité, dont les lois furent données par Gangain et qui réside dans la production d'électricité par des cristaux soumis à des variations de température.

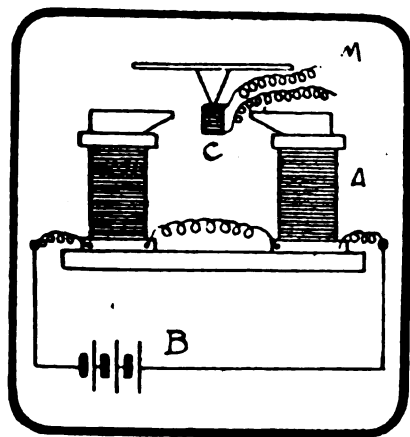


Fig. 10

Différentes études furent entreprises sur des cristaux de tourmaline, de blende, de chlorate de sodium, de quartz, de tartrate de potassium, etc.

La quantité d'électricité est déduite de la formule de Curie :

$$Q = K \frac{L}{l} P$$

dans laquelle :

Q est la quantité d'électricité produite (en unités électrostatiques) ; K, le coefficient piézo-électrique qui est de 0,067 pour le quartz ; L, la longueur du plateau appuyé sur le cristal ; l, la longueur du cristal ou la distance entre les électrodes ; P, la pression exercée.

Le phénomène piézo-électrique est réversible, c'est-à-dire que le cristal se contracte lorsque des potentiels électriques sont appliqués en des points déterminés de ses faces. Ce fait a incité les chercheurs à utiliser le quartz pour l'émission et la réception téléphoniques.

Les laboratoires de l'American Telegraph and Telephone Co et de la Western Co ont étudié ces applications, et Scott et Nicolson ont même obtenu d'intéressants résultats.

Le sel de Seignette (*) a été le corps dont les cristaux ont donné les résultats les plus intéressants. Les meilleurs

cristaux sont obtenus en introduisant un très petit cristal dans une solution saturée de tartrate de sodium et de potassium ; celui-ci « mûrit » alors et augmente progressivement de volume suivant un phénomène chimique bien connu. Le cristal obtenu est plongé dans de l'alcool à 90° pendant 24 heures, puis dans de l'alcool absolu (100°) pendant 4 heures. Il est ensuite placé quelques jours dans une étuve à la température de 40° C. Les résultats obtenus sont améliorés si le cristal est soumis à un effort de torsion dans le sens de son axe.

Le cristal est placé entre deux plaques métalliques P et P' (fig. 5) disposées aux extrémités de l'axe principal dont la pression est assurée par les ressorts R et R'. Ces deux plaques constituent un pôle du cristal ; l'autre est formé par le fil H enroulé plusieurs fois autour de lui.

Si un bruit quelconque est produit au-dessus de la plaque P munie d'un diaphragme très sensible comme celui des microphones et réalisé avec une matière légère et résistante (feuilles d'or, de papier fort, etc.), il peut être entendu parfaitement dans un récepteur téléphonique branché aux fils connectés à P et H. De même, en raison de la réversibilité du phénomène on peut réaliser un récepteur ainsi que le montre la fig. 6.

En utilisant convenablement des transformateurs et amplificateurs, on peut obtenir des transmissions téléphoniques d'une clarté et d'une pureté surprenantes.

La figure 7 donne le schéma théorique d'une telle installation.

4° Récepteurs thermiques. On peut aussi utiliser les effets thermiques produits par les courants pour la transmission téléphonique. Pour cela, un fil de platine ténu de 1/10 de mm. de diamètre est disposé entre un support fixe et une membrane reproductrice. Lorsque le fil est parcouru par un courant téléphonique, il subit des allongements et des contractions dues aux variations de température, variations qui, selon la loi de Joule, sont proportionnelles aux carrés des intensités. Ces variations de longueur que subit le fil de platine font vibrer la membrane métallique conjuguée à une caisse de résonance. Le schéma est donné par la figure 8 dans laquelle

A est le fil de platine, B la plaque vibrante ; C, le microphone producteur de courants téléphoniques, et D, une source de courant.

Jusqu'en 1907 l'étude de ce dispositif ne fut pas poursuivie, mais à cette époque Abraham et Carpentier présentèrent un téléphone thermique de leur invention représenté schématiquement par la figure 9. Un pavillon d'ébonite A est fixé sur un boîtier métallique B nickelé ou doré à l'intérieur. Cette boîte est fermée hermétiquement par une membrane élastique C. Le fil H parcouru par les courants téléphoniques est un conducteur de platine d'une finesse extrême obtenu par le procédé Wollaston. Les variations de température du fil sont transmises à la petite masse d'air enfermée dans le boîtier qui exerce alors une pression plus ou moins grande sur la membrane C. Il en résulte des reproductions d'une pureté extraordinaire et d'une grande fidélité ; par contre, les sons obtenus sont extrêmement faibles et cet inconvénient s'oppose à toute recherche dans cette voie.

5° Récepteurs électrodynamiques. Le nom seul est une définition de cette classe de récepteurs : à l'intérieur d'un champ magnétique produit par un électro-aimant A (fig. 10) traversé par le courant d'une pile B, est disposée une petite bobine C parcourue par les courants téléphoniques. Lorsque ceux-ci sont coupés, la petite bobine

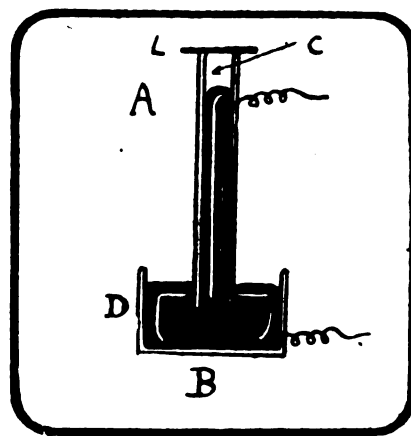


Fig. 11

reste en équilibre dans le champ magnétique ; mais, lorsque leur circuit est fermé, elle subit des déplacements dont l'amplitude dépend de l'intensité du courant. Ces déplacements sont transmis à une membrane de mica M, solidaire de la bobine.

(*) Sel « de Seignette », « de La Rochelle » ou « des tombeaux », tartrate de potassium et de sodium. (Note du traducteur).

6° Récepteur Bréguet. — Ce système est basé sur les propriétés de l'électromètre capillaire de Lippmann.

Si nous disposons un tube barométrique T (fig. 11) fermé par une lame vibrante L et renversé sur une cuve à mercure B, la hauteur du mercure M variera suivant la différence de potentiel appliquée entre A et B. Si nous relient ces deux points aux extrémités d'un circuit téléphonique, les variations de courant feront varier le volume de la chambre barométrique C et partant la pression à laquelle est soumise la membrane L. En outre, le phénomène est réversible.

Nous voici arrivé au terme du travail que nous nous étions fixé : passer une revue sommaire des récepteurs autres que ceux du type électromagnétique. Qui pourrait dire l'intérêt que présenteront ces différents systèmes et le développement qu'ils auront par la suite?

Il y a seulement cinquante-trois ans, on considérait comme une chose merveilleuse le fait de transmettre la voix humaine à une centaine de mètres

d'une manière encore bien imparfaite... Les perfectionnements apportés depuis autorisent la plus grande confiance dans les améliorations futures.

A PROPOS DES ILES ORCADES

Nos lecteurs ont sans doute présenté à la mémoire la traduction que nous avons donnée, dans les numéros 59 et 60 du *Q S T français*, relative à l'établissement d'une station radiotélégraphique aux Iles Orcades par le gouvernement argentin et aux difficultés diverses qu'eurent à vaincre les explorateurs.

Les derniers numéros de la presse radio argentine annoncent la mort, aux Iles Orcades, du radiotélégraphiste M. Fortunato A. Escobar, d'après un bref message envoyé dès l'arrivée de la commission de relève.

C'est avec regret que les amateurs apprendront la disparition de M. F.-A. Escobar qui avait été jugé digne de

succéder au télégraphiste Baldoni.

Le jour où nous écrivons ces lignes, la grande Presse Française donne un récit tout à fait fantaisiste des circonstances dans lesquelles s'est produite la mort de F.-A. Escobar. Ces relations, dignes du plus mauvais feuilletoniste — qui pourra dire à la suite de quelles déformations! — nous montrent un radiotélégraphiste seul, perdu dans les glaces antarctiques exposant par morse la marche de sa maladie à la Faculté lointaine et impuissante, puis sa mort entourée d'une mise en scène cinématographique, une dernière prière aux sauveteurs coulée sur la porte d'entrée de la station, les ouvertures soigneusement closes afin que les vautours (?) ne puissent déchiqueter son corps... et bien d'autres invraisemblances!

Nous espérons par la suite pouvoir donner à nos lecteurs, grâce à l'obligeance de nos amis de Buenos-Aires, des détails plus précis sur l'événement regrettable que nous relatons en quelques lignes.

André PLANÈS-PY, t8E1

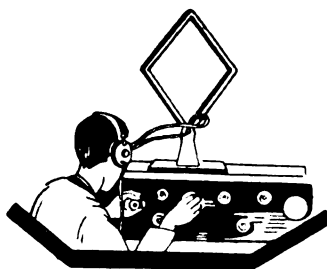
UN CHANGEUR DE FRÉQUENCE

■ ■ ■ ■ ■

Les Etablissements RIBET et DESJARDINS nous prient de faire savoir à nos lecteurs qu'ils viennent d'éditer une réalisation schématique *grandeur naturelle* d'un poste changeur de fréquence à six lampes établi avec des pièces Unic.

Ce schéma, accompagné d'une abondante documentation, est envoyé contre 1 fr. 50 en timbres-poste.

Ecrire, en se référant de notre journal, aux Etablissements RIBET et DESJARDINS, 10, rue Violet, à Paris.



L'EXCITATION D'UNE ANTENNE EN FONCTION DE LA DIRECTION DU CHAMP ÉLECTROMAGNÉTIQUE

(Suite)

Par Gustave HACK, *docteur ès sciences.*

■ ■ ■ ■ ■

M AINTENANT nous allons
premièrement étudier le
produit des facteurs
(263), savoir l'expression

$$\omega^2 (\epsilon + \cos^2 \beta)^2 \quad (266)$$

Nous savons des démonstrations
précédentes

$$V = V_1 \cdot \sqrt{1 + \epsilon} \quad (267)$$

ce que nous pouvons écrire aussi dans
la forme

$$V_1 = V \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon}} \quad (268)$$

ou encore

$$V_1 = V (1 + \epsilon)^{-\frac{1}{2}} \quad (269)$$

Cette expression peut, comme nous
savons, être développée selon la simple
formule de Newton, ce qui donne

$$V_1 = V \cdot \left(1 - \frac{\epsilon}{2} \dots\right) \quad (270)$$

et si nous négligeons des puissances
de ϵ qui sont de deuxième degré
ou plus, nous pouvons écrire

$$V_1 = V \cdot \left(1 - \frac{\epsilon}{2}\right) \quad (271)$$

Ici la quantité

$$\frac{\epsilon}{2} \quad (272)$$

représente « chemin perdu » dans le
fil où se propage l'onde.

Si maintenant nous supposons que

$$\epsilon = 10^{-4} \quad (273)$$

et, de plus, nous supposons que nous
avons du fil de 1.000 kilomètres de
longueur, par exemple une ligne pour
la transmission de l'énergie électrique,
nous trouvons que, pendant le même
temps où l'onde a parcouru les 1.000

kilomètres dans l'espace, l'onde qui se
propage le long du fil a parcouru une
distance un peu plus petite, corres-
pondant à la fraction

$$\frac{\epsilon}{2} = \frac{10^{-4}}{2} \quad (274)$$

Cette fraction correspond justement
à un demi-mètre.

Nous supposons maintenant une
valeur de ϵ sans nous occuper si cette
valeur correspond à la pratique ; la
démonstration suivante est, en effet
seulement une démonstration de prin-
cipe, et un changement de la valeur
de ϵ ne joue aucun rôle en principe.
Plus tard, nous allons aussi faire des
calculs avec des autres valeurs de ϵ ,
pour constater l'influence éventuelle
numérique d'un changement de la
valeur de ϵ .

Nous mettons donc

$$\epsilon \leq 10^{-4} \quad (275)$$

Dans le dernier facteur de (263),
nous avons la somme de ϵ et $\cos^2 \beta$,
et nous voyons, que dans cette somme
la valeur de ϵ ne joue aucun rôle
et peut être négligée si nous mettons

$$\cos^2 \beta \geq 10^{-4} \quad (276)$$

Dans ces conditions, nous avons ϵ
plus petite que 1 % de la somme,
ce que nous pouvons complètement
négliger.

L'équation (276) donne

$$\cos \beta \geq 10^{-2} \quad (277)$$

et si nous calculons la valeur de l'angle
 β nous obtenons

$$89^\circ 30' > \beta > 89^\circ 20' \quad (278)$$

Si nous mettons

$$\beta < 89^\circ 30' \quad (279)$$

nous sommes totalement indépendants
de la valeur de ϵ .

Cependant, quand nous laissons l'an-
gle β augmenter ainsi, nous avons

$$\cos^2 \beta = 10^{-4} \quad (280)$$

nous obtenons de plus, la valeur de
 ϵ étant négligée,

$$(\epsilon + \cos^2 \beta)^2 = 10^{-8} \quad (281)$$

et si nous supposons

$$10^{14} \geq \omega^2 \geq 10^{12} \quad (282)$$

ce qui correspond aux longueurs d'onde
entre 188 et 1884 mètres, nous obte-
nons finalement

$$10^6 \geq \omega^2 (\epsilon + \cos^2 \beta)^2 \geq 10^4 \quad (283)$$

Mais ici, nous voyons que le produit
(257) est du même ordre de grandeur
que l'autre produit, savoir

$$4\alpha^2 (1 + \epsilon)^2 = 10^6 \quad (284)$$

Il faut donc faire attention et
considérer les valeurs de cette expres-
sion en même temps que les valeurs de
l'autre produit.

Pour des angles grands, il faut con-
sidérer les deux expressions dans
la somme sous le signe racine dans
(238), donc

$$\omega^2 (\epsilon + \cos^2 \beta)^2 + 4\alpha^2 (1 + \epsilon)^2 \quad (285)$$

Pour pouvoir préciser un exemple
exact, nous supposons

$$\epsilon = 10^{-6}, \quad \omega^2 = 10^{12} \quad (286)$$

Si donc, premièrement $\beta = 90^\circ$ nous
obtenons la valeur

$$\omega^2 \epsilon^2 + 10^6 = 10^{12} \cdot 10^{-12} + 10^6 = 10^6 \quad (287)$$

Ceci est la valeur minimum de
l'expression, nous obtenons la valeur
maximum en mettant $\beta = 0$, ce qui
donne

$$\begin{aligned} \omega^2 (\epsilon + 1)^2 + 4\alpha^2 (1 + \epsilon)^2 \\ = 10^{12} + 10^6 = 10^{12} \quad (288) \end{aligned}$$

Dans le résultat final, nous avons négligé le terme 10^6 mais il est clair que ce terme ne joue aucun rôle en comparaison avec le terme 10^{12} .

Nous voyons que dans l'expression (285), la dernière partie est constante, donc nous pouvons pour le moment étudier seulement la première partie qui varie de la valeur 1 jusqu'à la valeur 10^{12} .

Nous commençons en étudiant la première partie et sa variation, par des variations ou différences d'angle β de 90° , qui sont très petites. Donc nous écrivons

$$\beta_1 = 90 - \beta \quad (289)$$

$$\beta = 90 - \beta_1 \quad (290)$$

La première partie de (285) prend donc la forme

$$\omega^2 (\epsilon + \cos^2 \beta)^2 = \omega^2 (\epsilon + \sin^2 \beta_1)^2 \quad (291)$$

ou après développement

$$\omega^2 (\epsilon^2 + 2\epsilon \cdot \sin^2 \beta_1 + \sin^4 \beta_1) \quad (292)$$

Mais quand il s'agit d'angles qui sont plus petits que un degré, on peut toujours — si on n'exige pas une terrible précision — mettre le sinus égal aux angles. Donc nous pouvons écrire (292) ainsi

$$\omega^2 (\epsilon^2 + 2\epsilon \cdot \beta_1^2 + \beta_1^4) \quad (293)$$

Nous pouvons bien faire cette approximation, car nous ne marchons que jusqu'à 89° degrés et demi pour l'angle β , ce qui veut dire une variation de l'angle β_1 qui est au plus un demi-degré.

Une variation de un demi-degré correspond à une variation de 0,00873 quand on mesure l'angle par le rayon du cercle, c'est-à-dire, en « radians » (R).

Nous simplifions l'expression (293) en l'écrivant ainsi

$$\omega^2 \epsilon^2 + 2\omega^2 \epsilon \cdot \beta_1^2 + \omega^2 \cdot \beta_1^4 \quad (294)$$

ou après avoir mis les valeurs numériques dans la formule

$$10^{12} \cdot 10^{-12} + 2 \cdot 10^{12} \cdot 10^{-6} \cdot \beta_1^2 + 10^{12} \cdot \beta_1^4 \quad (295)$$

ce qui donne finalement après quelques réductions

$$1 + 2 \cdot 10^6 \cdot \beta_1^2 + 10^{12} \cdot \beta_1^4 \quad (296)$$

Nous calculons les valeurs de cette

expression pour des valeurs de l'angle β_1 de la série

$$0, 3', 6', 9', 12', 15', 18', 21', 24', 27', 30' \quad (297)$$

Avec une très bonne approximation qui est assez pour notre but, nous pouvons mettre

$$3' = 0,0009 \text{ R} \quad (298)$$

Notre calcul donne maintenant facilement les valeurs des différents termes de l'expression (296), pour les différentes valeurs des angles β_1 selon la série (297) et nous pouvons réunir les résultats dans le tableau suivant

Angle	Premier terme	Deuxième terme?
0'	0	0
3'	1,62	0,656
6'	6,48	10,52
9'	14,58	53,4
12'	25,92	168
15'	40,50	410
18'	58,32	850
21'	79,38	1580
24'	103,68	2680
27'	131,22	4310
30'	162,00	6560

De ce tableau, nous voyons que les variations de l'expression (296) sont très petites — au plus jusqu'à 6722 — en comparaison de la partie constante de la somme qui forme l'expression (285), et qui est égale à 10^6 . Nous pouvons donc en effet totalement négliger les variations de l'expression (296) ou plutôt l'expression (285) et dire que la valeur de cette expression est constante et égale à 10^6 quand β_1 varie seulement entre 0 et un demi-degré.

Mais, dans le cas précédent, nous avons vu aussi que nous pouvons négliger l'influence de ϵ quand la valeur de l'angle β est égale ou plus petite que 89° degrés et demi, ce qui veut dire que nous pouvons négliger ϵ quand la valeur de β_1 est plus grande que un demi-degré, cela facilite beaucoup nos calculs. En effet, nous pouvons considérer l'expression (285) comme constante et égale à 10^6 pour β_1 plus petit que 1 demi-degré, c'est-à-dire nous pouvons aussi ici négliger ϵ .

Pour avoir des valeurs de l'expression, nous avons donc seulement à supprimer ϵ et donner à β_1 , des valeurs différentes correspondantes à quelque suite convenable de valeurs de β_1 .

Donc si nous supprimons ϵ l'expression devient (avec quelques simplifications)

$$\omega^2 \cos^4 \beta + 10^6 \quad (299)$$

ou après avoir mis β_1 au lieu de β .

$$\omega^2 \cdot \sin^4 \beta_1 + 10^6 \quad (300)$$

Si nous mettons maintenant les valeurs numériques dans cette formule nous obtenons

$$10^{12} \cdot \sin^4 \beta_1 + 10^6 \quad (301)$$

Maintenant si nous calculons les valeurs de la fonction (299) pour quelques valeurs spéciales de β_1 , nous pouvons nous faire une première idée de la variation de cette fonction. Comme des valeurs convenables de β_1 , nous pouvons prendre la petite suite

$$\beta_1 = 22^\circ 30', 45^\circ, 67^\circ 30', 90^\circ \quad (302)$$

Les valeurs correspondantes de la fonction (299) ou plutôt la fonction (301) (qui naturellement est la même chose) sont d'après le calcul

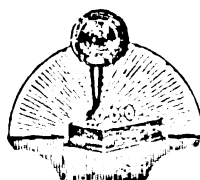
$$0,021 \cdot 10^{12} + 10^6, \quad 0,25 \cdot 10^{12} + 10^6, \\ 0,73 \cdot 10^{12} + 10^6, \quad 10^{12} + 10^6.$$

Les valeurs, qui correspondent successivement des valeurs de β_1 selon la suite (302), montrent que nous pouvons dans tous les cas négliger la partie constante de la somme, savoir 10^6 , car l'autre partie est toujours prédominante, et la considération de la partie constante veut seulement dire une très petite variation fractionnaire de l'expression.

Nous voyons déjà que la plus grande augmentation de l'expression se trouve entre des valeurs de β_1 de 1 demi-degré et $22^\circ 30'$. Après cette valeur de β_1 , l'augmentation de la fonction est plus lente.

Nous étudierons cependant dans la suite spécialement la variation rapide de la fonction entre les valeurs de β_1 de 1 demi-degré et 22 degrés et demi.

(A suivre).



LA QUESTION DE L'AMPLIFICATION

(Suite)

par P. OLINET

■ ■ ■ ■ ■

Résumé des notes précédentes

JE me suis attaché au problème suivant : amplifier une impulsion consiste à lui procurer une amplitude plus grande. Ceci est dû aux trois manières de procéder suivantes :

Amplification proprement dite,
Report d'énergie,
Résistance négative.

Dans le dernier article, j'ai commencé l'étude des résistances négatives et montré dans quelles conditions on pouvait amplifier et réaliser l'entretien d'oscillations dans un circuit oscillant.

J'insiste sur tout l'intérêt que présentent les résistances négatives. Comme nous le verrons plus loin, M. Balth van der Pol a attiré l'attention sur une certaine catégorie d'oscillations qui sont leur fait ; on se trouve là en présence de moyen simple pour obtenir des effets puissants. Dans un prochain article, j'étudierai la réalisation de ces résistances et, à ce sujet, je ferai remarquer que cette orientation, qui paraît essentielle, est bien négligée pourtant. Ceci me permettra de pouvoir bientôt conclure cette étude par un examen comparé des propriétés que nous aurons eu l'occasion de rencontrer tout au long de ces notes.

Sans doute, d'ailleurs, on pourrait envisager la question d'un autre angle ; en effet, la question de la détection est absolument essentielle et je ne résisterai pas à la tentation d'en dire deux mots aujourd'hui en terminant cette partie.

Résistance négative et circuit oscillant

Nous sommes arrivés, à la fin du précédent article, aux conclusions suivantes :

Etant donné un circuit oscillant de

constantes L , R , C , on peut obtenir l'entretien des oscillations à l'aide d'une résistance négative de deux manières différentes ;

En connectant la résistance négative r en série dans le circuit ; l'équation limite d'entretien est

$$|r| = R$$

la condition d'entretien étant

$$|r| \geq R$$

en connectant la résistance r en paral-

lèle avec le circuit oscillant ; l'équation limite est

$$|r| = \frac{L}{RC}$$

tandis que la condition d'entretien est

$$|r| \geq \frac{L}{RC}$$

J'ai fait remarquer que, dans le premier cas, l'entretien est indépendant de la fréquence et de la composition du circuit oscillant. La seconde asser-

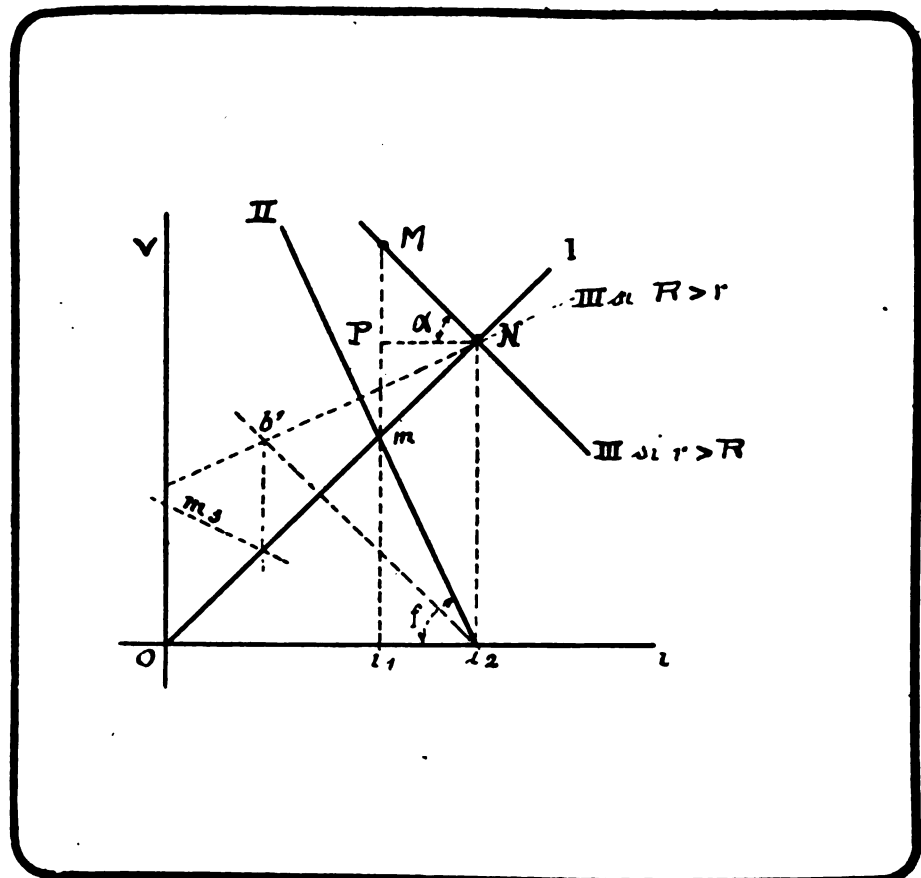


Fig. 1

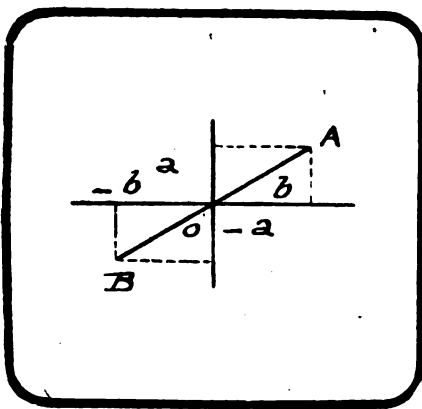


Fig. 2

tion est mathématique, à condition que les pertes restent constantes; quant à la première, elle suppose R constant, ce qui n'a pas lieu. Mais on trouve aisément la loi de variation que doit suivre r sachant comment varie R avec la longueur d'onde.

Dans le second cas, au contraire, r augmente avec $\frac{L}{C}$.

Pratiquement, dans la première hypothèse, il faut réaliser une petite valeur de r tandis que c'est l'inverse qui se produit pour la seconde; en effet, on recueille toujours une tension qui croît avec le rapport $\frac{L}{C}$; ceci amène bien la conclusion que je viens d'énoncer.

Or, une résistance négative d'un appareil ayant une caractéristique rectiligne se définit, comme nous l'avons vu par

$$|r| = \frac{dv}{di}$$

En portant en ordonnées les tensions et en abscisses les intensités, la courbe devra être d'autant plus plongeante que la résistance sera plus grande.

On remarquera ainsi que l'on peut maintenir r constant, en s'arrangeant pour qu'il en soit de même de $\frac{L}{C}$. Nous verrons plus tard les ordres de grandeur dans les deux cas et, les possibilités pratiques étant données, les appareils dont on peut disposer à l'heure actuelle.

Dans tout ceci, je le répète, et tiens à bien le préciser, il ne s'agit que de circuits oscillants c'est-à-dire pour lesquels

$$R < \frac{4L}{C}$$

Résistance négative et circuits apériodiques

Il faut noter, ainsi que nous le verrons plus tard, que la démarcation

tracée ici entre la réaction et la résistance négative est beaucoup trop nette. On peut parfaitement, comme le montrera la conclusion, traiter le relais comme une résistance négative... Mais ceci m'écarte de mon sujet.

Trouvant le sujet important et ne l'ayant jamais vu exposé en détails, je veux développer complètement cette question. J'examinerai donc successivement les combinaisons suivantes d'une résistance négative.

En série ou en parallèle avec une résistance et un circuit LRC apériodique.

A) Résistance négative avec une résistance

1) En série

On a une démonstration élégante des phénomènes en opérant de la manière suivante (fig. 1).

Soient :

I ON la caractéristique de la résistance positive R .

II mI_1 , celle de la résistance négative r .

Il est évident que quand on se trouve au point I_2 , le fonctionnement est le même que si seule R existait. Au point d'intersection m , l'ordonnée est

$$mI_1 = 2mI_1$$

en considérant l'action de chaque résistance séparément. Puisqu'il faut à chacune une tension mI_1 , pour faire passer un courant OI_1 , il est logique, du fait qu'elles sont montées en série, qu'il faille une tension double.

Les coefficients angulaires des droites, comme le montre la figure, sont R et r ; la courbe résultante est la droite III; son coefficient angulaire est défini par

$$\operatorname{tg} \alpha = R_0$$

Nous cherchons la valeur de R_0 . Il est évident que le même raisonnement s'appliquerait intégralement au cas où les caractéristiques seraient curvilignes.

On a

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{MP}{PN} = \frac{MI_1 - NI_1}{I_1 I_2}$$

mais on remarque facilement que l'on a aussi

$$\begin{aligned} MI_1 &= 2mI_1 = 2RI_1 \\ NI_1 &= RI_2 \\ I_1 I_2 &= I_2 - I_1 \end{aligned}$$

d'où

$$\operatorname{tg} \alpha = R_0 =$$

$$\frac{2RI_1 - RI_2}{I_2 - I_1} = \frac{2R - R \frac{I_2}{I_1}}{\frac{I_2}{I_1} - 1}$$

D'autre part dans le triangle Oml_1 , on a

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{OI_2}{OI_1} = \frac{r + R}{r}$$

En portant dans la valeur précédente et toutes réductions faites il vient

$$R_0 = r - R$$

Si le triangle Omi_1 était rectangle en m (m_1) on aura

$$r = R$$

et

$$R_0 = 0$$

enfin, si la caractéristique II coupait I en m_2 , on aurait

$$R_0 = R - r$$

La résistance totale est donc la différence des composantes, ce qui est conforme aux lois normales.

Si $R > r$, l'intersection a lieu en m_1 , et l'angle Om_1i_1 est obtus; si $R = r$ l'angle en m_1 est droit; enfin si $r > R$, l'angle est aigu. Dans le premier cas III est ascendante et R_0 positif; dans le dernier cas, III est plongeante et R_0 négatif, comme le montrent de très faciles constructions.

II En parallèle

Je rappelle que tout ce qui vient d'être dit et tout ce qui suit a trait uniquement à des variations de courant et de tension et ne saurait en aucune sorte être étendu au cas du courant continu dans le régime permanent.

Dans le cas où les résistances positives et négatives sont connectées en parallèle, on obtient pour la valeur résultante R_0 définie par

$$R_0 = -\frac{Rr}{R-r}$$

Dans le cas particulier où

$$R = r$$

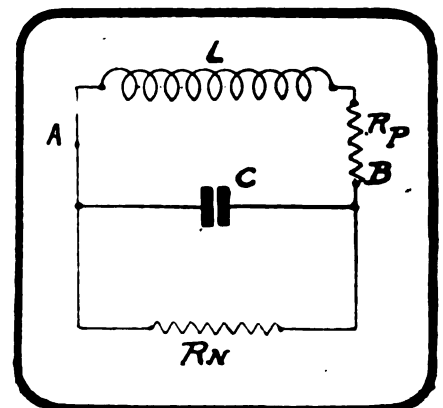


Fig. 3

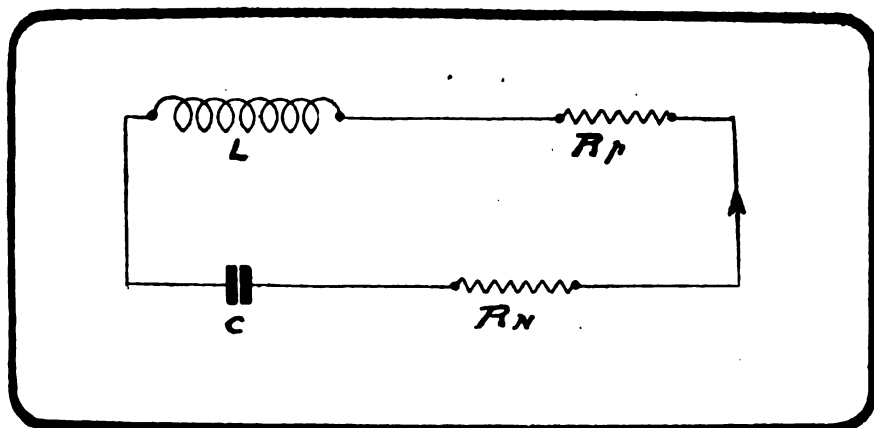


Fig. 4

on trouve que

$$R_0 = \infty$$

Ceci signifie qu'à toute modification de la tension correspond un accroissement nul de l'intensité. En effet, à une augmentation de la tension dans l'alimentation, correspondent :

a) dans la résistance positive, une augmentation de courant de I ,

b) dans la résistance négative, une diminution de l'intensité du courant égale à dI .

Le courant total subit donc bien une modification nulle, comme je viens de l'énoncer plus haut. On sait que, dans le cas des résistances positives seules, les formules de combinaison des résistances sont

$$\text{en série} \quad R_0 = R_1 + R_2$$

$$\text{en parallèle} \quad \frac{R_0 = R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Il s'ensuit la remarque suivante exceptionnellenent importante car elle va nous permettre de traiter très rapidement tous les autres problèmes relatifs aux résistances négatives : on passe des formules de combinaisons des résistances positives à celles relatives aux montages comportant simultanément celle-ci et d'autres négatives en faisant

$$R_1 = R \text{ (positif)}$$

$$R_2 = -r \text{ (négatif)}$$

Mais cette règle comporte une extension ; dans toutes les formules il en est de même et ce remplacement reste toujours valable.

Ainsi la formule donnant le courant dans un circuit comportant self et résistance est

$$I = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right)$$

Supposons que le circuit soit complété par une résistance négative montée en série ; soit r la valeur absolue de cette résistance. Dans ce cas, l'établissement du courant aurait lieu suivant la loi ci-dessous

$$I = \frac{E}{R-r} \left(1 - e^{-\frac{R-r}{L}t} \right)$$

Ceci a lieu en vertu de la formule donnant la valeur des résistances montées en série. L'installation du courant est donc plus rapide que dans le premier cas.

Si on faisait

$$R = r$$

on obtiendrait une valeur infinie des variations de l'intensité comme dans l'exemple énoncé ci-dessus.

La modification de l'amortissement est du même ordre comme je l'ai montré à la fin du précédent article. Dans le cas où la résistance négative r est montée en série dans le circuit oscillant (fig. 3), l'amortissement a pour valeur

$$\alpha = \frac{R-r}{2L}$$

Il peut bien, comme montré la dernière fois, devenir nul ce qui correspond à l'entretien des oscillations.

Dans le cas où la résistance négative (fig. 4) est montée en parallèle sur le circuit oscillant, on trouve facilement que l'amortissement est, en employant les mêmes notations :

$$\alpha = RC - \frac{L}{r}$$

A l'entretien, on doit donc avoir

$$\alpha = 0 \quad \text{soit} \quad r = \frac{L}{RC}$$

comme nous l'avons déjà précisé autrefois.

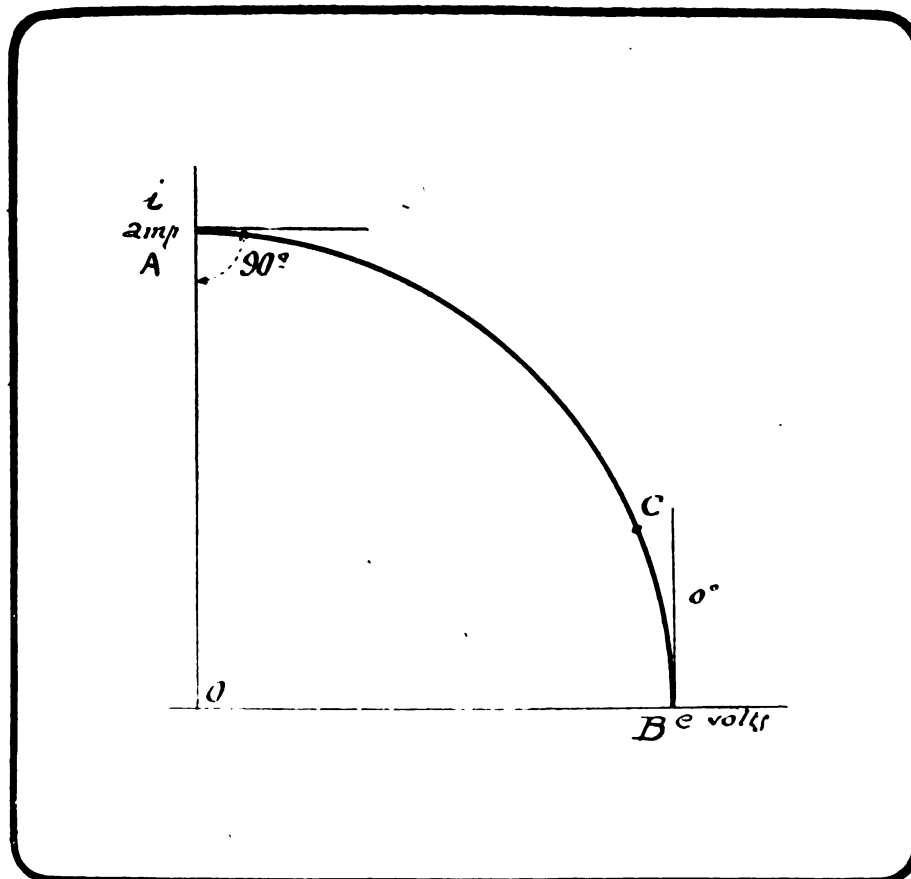


Fig. 5

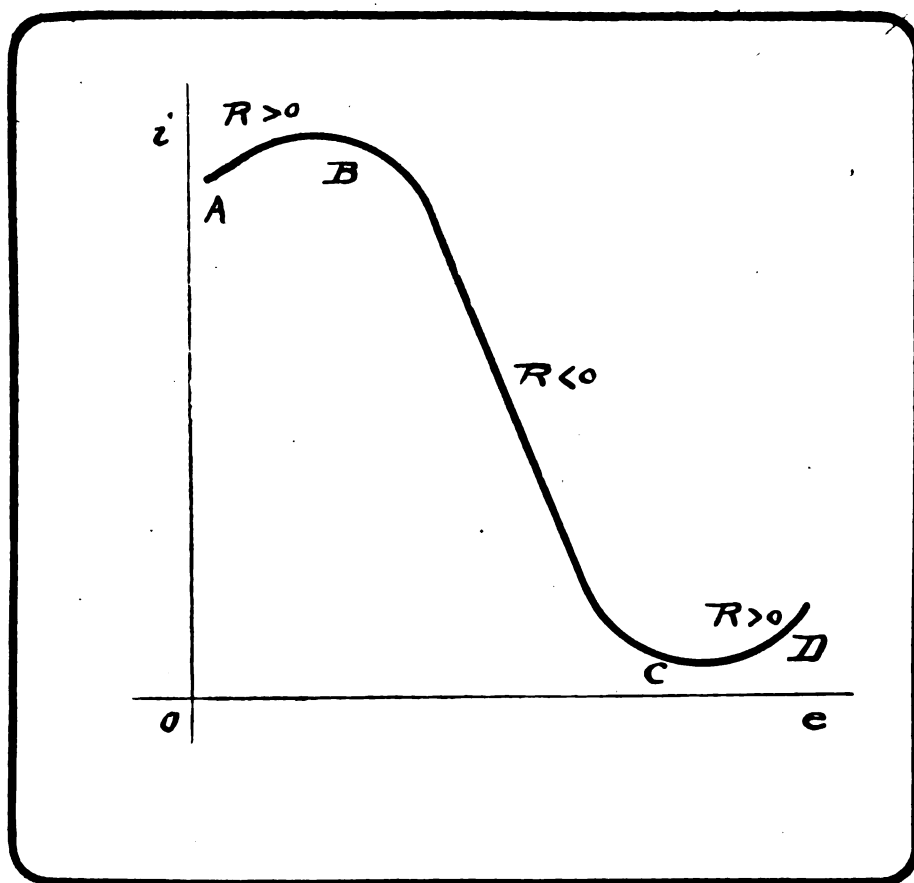


Fig. 6

En somme, dans toutes les formules on remplace la résistance par $R-r$, car évidemment on ne peut jamais rendre la résistance positive nulle. Ceci m'amène pourtant à une remarque intéressante ; supposons que l'on ait

$$r > R$$

soit

$$R_0 < 0$$

Dans ce cas, l'impédance totale est la même que dans le cas où on avait une valeur de R_0 égale et positive. Ceci tient à ce que, dans toutes les formules, la résistance figure par son carré. Cette remarque est intéressante. Elle montre que, pour une valeur absolue de R_0 donnée, l'intensité est constante que ce soit l'une ou l'autre résistance qui soit la plus importante.

En particulier, la condition d'oscillations dans un circuit est

$$R^2 < \frac{4L}{C}$$

par suite, le signe de la résistance n'intervient pas.

On en conclut qu'une résistance résultante très fortement négative, amenait l'apériodicité absolument comme cela a lieu dans le cas d'une résistance positive. Nous aurons l'occasion de revenir sur cette question plus tard.

Il nous reste maintenant à étudier l'action des résistances négatives sur un circuit apériodique ; je rappelle à ce sujet que l'apériodicité peut être le résultat :

1° De l'absence d'un constituant essentiel du circuit oscillant (self ou capacité) ;

2° De la trop grande résistance du circuit ;

3° D'une proportion $\frac{L}{C}$ trop petite.

Ces différents cas correspondent à des conclusions intéressantes.

Auparavant, il nous faut préciser un certain nombre de points au sujet de

la manière dont on réalise des résistances négatives. Ayant l'intention d'étudier cette question tout à fait en détails dans la suite, je voudrais simplement préciser maintenant certains points que j'ai été obligé de laisser dans le vague dans les définitions du début.

Variations d'une résistance négative avec le courant.

J'ai supposé dans un certain nombre de calculs que la caractéristique de la résistance était linéaire ; ceci est rare et le plus souvent on se trouve en présence de deux cas très nets : il est important de bien s'entendre sur cette question car c'est sur elle que le reste de cet article va essentiellement rouler.

Dans le premier cas (fig. 5) — qui est celui d'un diode, comme nous aurons l'occasion de le voir dans la suite — la caractéristique part horizontalement d'un point A, s'incurve vers le bas pour aboutir finalement en B verticalement.

Un raisonnement très simple :

1) qu'en A, on a

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{de}{di} = \infty \quad \beta = 90^\circ \quad di = 0$$

2) en B, on aura par contre

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{de}{di} = 0 \quad \beta = 0^\circ \quad de = 0$$

On en conclut que la résistance négative diminue quand on parcourt la courbe de A vers B. En effet, prenons un cas concret qui nous servira dans la suite et soit (fig. 7) la caractéristique du diode V30 Fotcs-biplaque, dont les caractéristiques d'alimentation sont sensiblement les suivantes :

tension filament 5,2 volts.

courant : 3 ampères ;

tension redressée à vide : 300 volts.

Contrairement à ce que nous avons remarqué sur la figure 5, la tangente à la courbe en D est horizontale ; on a donc

$$R_A = \infty \quad \text{et} \quad R_B = \infty$$

Les courbes

$$R = f(v) = \varphi(i)$$

doivent donc passer par un minimum.

Le tableau suivant donne les valeurs de R de 20 en 20 v. ainsi que les valeurs correspondantes de l'intensité :

u	300	280	260	240	220	200	180	160	140	120	100
i	0	0,4	1,8	5,4	16	25	29,5	32,4	34,5	36,4	37,8
R		50.000	14.000	5.000	1.880	2.220	4.000	7.000	9.900	10.100	14.000
u	80	60	40	20	volts						
i	38,6	38,8	38,9	40	milliampères						
R	100.000	200.000	200.000		ohms (en valeur absolue)						

Les chiffres ont été un peu arrondis.
La courbe

$$R = f(v)$$

a donc la forme représentée sur la figure 8.

Cette courbe sera reprise plus loin pour être complètement expliquée. On verra les conclusions tout à fait intéressantes que l'on pourra en tirer.

Donc, la première forme de variation de la résistance négative en fonction de l'intensité du courant qui la parcourt est celle de la fig. 5. La résistance reste toujours négative, devient infinie pour deux valeurs du courant et passe par un minimum correspondant d'ailleurs à la tension pour laquelle on aura le meilleur fonctionnement de la valeur.

Mais la variation n'est pas toujours celle-ci ; le second cas que l'on peut rencontrer est celui de la fig. 6. La résistance n'est négative que dans une certaine gamme de tension ; en deçà et au delà, elle redevient positive. C'est ce qui a lieu, par exemple, dans le cas de la caractéristique de la grille intérieure d'une lampe bigrille, et aussi pour les tubes du genre dynatron ; en somme, on se trouve en présence d'un tel cas toutes les fois qu'on fait appel à une émission secondaire ou à une grille accélératrice.

Le tableau établi ci-dessus pour le diode se transforme dans le suivant si on envisage la bigrille Fotos amplificatrice :

<i>u</i> volts	-20 v.	-15	-10	-5	0	+5	+10	+15	+20	+25
<i>i</i> milliampères	2,5	2,75	3	2,8	2,4	2	1,6	1,2	0,9	1,2
<i>R</i> (en valeur relative en ohm)	+ 20.000	+ 20.000	- 25.000	- 12.500	- 12.500	- 12.500	- 12.500	- 16.500	+ 16.500	
		+ ∞	- ∞					- ∞	+ ∞	

La courbe

$$R = f(v)$$

est celle de la figure 9.

On tire les conclusions suivantes :

Alimentons une résistance négative du premier genre par une tension alternative, les effets varieront au cours d'une période de la courbe d'alimentation ; quand la tension aux bornes augmentera, la résistance augmentera mais continuera à rester négative en passant par un minimum. Ceci complique les équations mais donne une idée exacte des phénomènes.

Prenons, au contraire, un système du second type ; dans ce cas, l'allure des phénomènes observés dépend de la valeur de la tension appliquée. Si elle reste comprise dans un certain intervalle, la résistance restera négative, mais si elle les dépasse elle deviendra positive.

Ceci conduit à la notion d'oscillations de relaxation, établie depuis peu par Balth van der Pol.

Oscillations de relaxation

Comme l'a montré l'auteur précité, dans un circuit on peut obtenir des oscillations non sinusoïdales dont la période n'est plus en fonction des constituants donnés par

$$T = 2\pi\sqrt{LC}$$

mais par

$$T = CR$$

Etant entendu que

$$R = R_P - R_N$$

Au fond, toutes ces considérations sont relatives à un fait de l'ordre suivant : un condensateur se charge ; par suite d'un phénomène analogue à celui que l'on rencontre dans le cas de l'émission en ondes assorties dans le fonctionnement de l'éclateur, il y a périodiquement une décharge du condensateur à travers le nouveau circuit fermé par une décharge dans un gaz ou dans un tube. Il saute aux yeux à la suite d'un raisonnement élémentaire que le temps au bout duquel le phénomène se reproduit intégralement est égal à la période de charge du condensateur.

Pratiquement nous examinerons deux cas d'un tel fonctionnement :

c'est d'une part le Kallitron et, d'autre part, le diode servant au redressement de la tension d'alimentation des plaques.

Dans un très récent article, un fait analogue a été étudié dans ce journal au sujet des multivibrateurs servant à l'étalonnage en valeur absolue des ondemètres.

Je terminerai, dans cet article ou le suivant, par l'emploi de lampes bigrilles intéressantes quant à la résistance négative du circuit de leur grille intérieure.

Ce n'est pas à proprement parler que le Kallitron soit intéressant en lui-même, mais il ouvre une porte sur un aspect particulier du problème qui nous intéressera dans la suite : celui de la réalisation des résistances négatives. C'est pourquoi je le reporterai à ce moment de mon exposé.

L'étude des diodes de redressement est suffisamment intéressante pour être, à elle seule, un exposé de ce qui précède. Elle me permettra de retrouver de suite les conclusions auxquelles je suis arrivé lors d'une longue étude parue dans cette revue au sujet du redressement et confirmera certains points délicats à mettre au jour dans ce cas.

Pour mieux faire sentir combien cette seconde méthode conduit plus rapidement à des résultats équivalents, je voudrais tout d'abord montrer quelles sont les conclusions auxquelles je suis arrivé dans l'article dont il est question ci-dessus.

Considérons un diode (fig. 10) débitant sur une résistance positive R_P shuntée par un condensateur C . Ainsi que le montre l'examen de la caractéristique, le diode se comporte comme une résistance négative variable avec l'intensité du courant débité. Sur ces bases, nous allons examiner le fonctionnement du redressement à un seul diode suivant le schéma bien connu à ce sujet.

Redressement d'une seule alternance.

L'impédance Z sur laquelle débite la force électromotrice E est, en notations imaginaires,

$$Z = -R_N + Z_{AB}$$

Z_{AB} représentant l'impédance de C et de R_P en dérivation ; on a donc

$$\frac{1}{Z_{AB}} = jC\omega + \frac{1}{R_P}$$

et

$$Z_{AB} = \frac{1}{jC\omega + \frac{1}{R_P}}$$

donc finalement

$$Z = -R_N + \frac{1}{jC\omega + \frac{1}{R_P}}$$

Le courant obtenu est (1)

$$I = \frac{E}{Z} = E \frac{1}{-R_N + \frac{1}{jC\omega + \frac{1}{R_P}}}$$

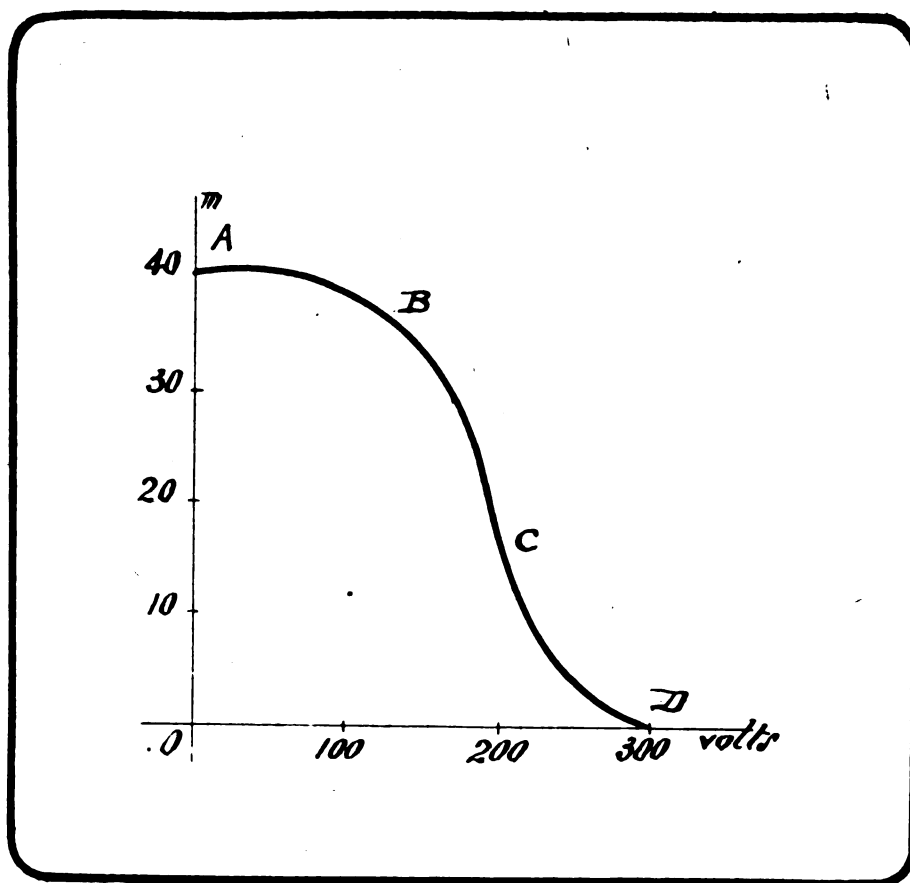


Fig. 7

Toutes simplifications faites, il vient finalement

$$I = E \frac{jC\omega R_P + 1}{(R_P - R_N) - R_P R_N / C\omega} \quad (2)$$

expression qui est bien homogène, comme on peut s'en rendre compte facilement, tout ceci sans aucune hypothèse sur la forme de la tension d'alimentation.

On peut, sans aucun inconvénient supposer que

$$R_P = C^{te}$$

ce qui revient à dire que les lampes alimentées travaillent soit dans la partie rectiligne de la caractéristique de plaque, soit que l'amplitude des oscillations est assez petite pour qu'on puisse considérer la partie dans laquelle voyage le point de fonctionnement comme telle. A la réception, la première condition est réalisée ; à l'émission, on s'arrange pour que la seconde soit celle du fonctionnement pour éviter la production de courant harmonique. Ceci sera précisé plus loin et n'est pas indispensable pour la suite du raisonnement.

L'expression réelle ou (2) est

$$I = E \sqrt{\frac{1 + R_P^2 C^2 \omega^2}{(R_P - R_N)^2 + R_P^2 R_N^2 C^2 \omega^2}}$$

Pour que I soit indépendant de ω , problème important pour la pureté de la tension d'alimentation de R_P , on peut avoir un des deux groupes de conditions suivantes :

$$I \left\{ \begin{array}{l} R_P^2 C^2 \omega^2 \ll 1 \\ R_P^2 R_N^2 C^2 \omega^2 \ll (R_P - R_N)^2 \end{array} \right.$$

ou

$$II \left\{ \begin{array}{l} R_P^2 C^2 \omega^2 \gg 1 \\ R_P^2 R_N^2 C^2 \omega^2 \gg (R_P - R_N)^2 \end{array} \right.$$

Dans le premier cas, on aurait, en effet

$$I = E \sqrt{\frac{1}{(R_P - R_N)^2}} = \frac{E}{R_P - R_N}$$

Mais que représente pratiquement ce groupe de conditions : on peut le réduire aux deux inégalités suivantes

$$R \ll \frac{1}{C\omega} \quad (a)$$

$$2R_N < R_P \quad (b)$$

Je laisse l'inégalité (b) de côté puisque je l'étudierai dans la suite. La première inégalité conduirait à diminuer C ou ω ; or l'expérience montre que c'est le contraire qu'il faut réaliser ; la solution I est donc à rejeter.

D'autre part, I augmente quand R_N se rapproche de R_P ; or, ce n'est pas le

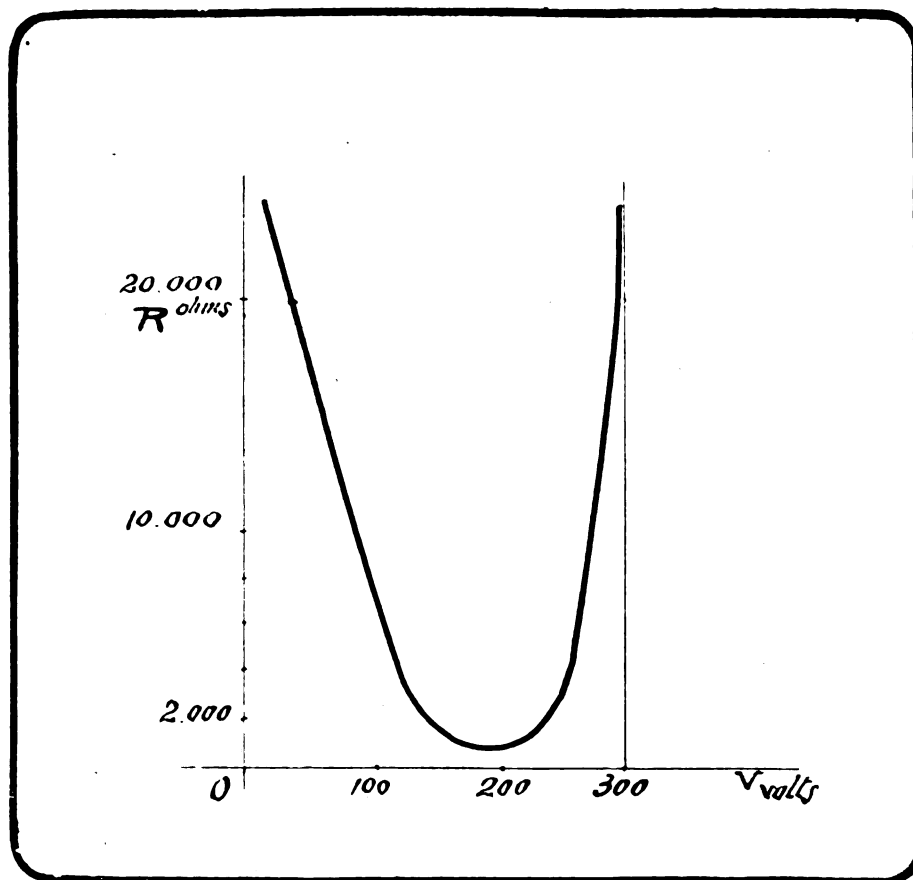


Fig. 8

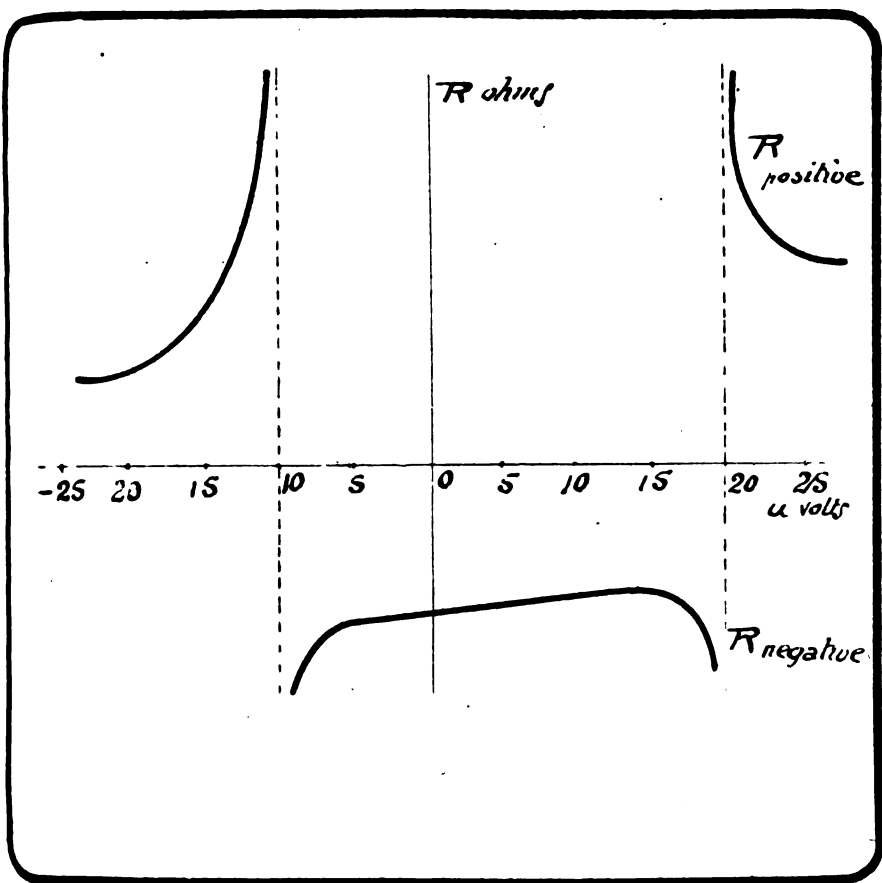


Fig. 9

fait de l'expérience ; dans le second cas, il viendrait

$$I = E \sqrt{\frac{R_P^2 C^2 \omega^2}{R_N^2 R_P^2 C^2 \omega^2}} = \frac{E}{R_N}$$

et ce groupe peut être remplacé par le suivant

$$\begin{cases} R_P \gg \frac{1}{C\omega} \\ R_P < 2R_N \end{cases}$$

La première condition est conforme à l'expérience, mais non la seconde.

Ceci prouve que le problème mathématique n'est pas vrai aux limites. Les conditions *optima* du problème sont les suivantes (groupe III).

$$\text{III} \quad \begin{cases} R_P \gg \frac{C\omega}{1} \\ R_N R_P^2 C^2 \omega^2 \ll (R_P - R_N)^2 \\ \text{ou } 2R_N < R_P \end{cases}$$

Dans ce cas, on a

(3)

$$I = E \sqrt{\frac{R_P^2 C^2 \omega^2}{(R_P - R_N)^2}} = E \frac{R_P C \omega}{R_P - R_N}$$

Mais, me dira-t-on, dans ce cas, I n'est pas indépendant de ω ? Evidemment et c'est pourquoi il faut un filtre à la sortie du redresseur. Mais, pour-

tant, la seconde condition de III montre que l'on a

$$R_N R_P^2 C^2 \omega^2 a^2 = (R_P - R_N)^2$$

a étant un nombre quelconque. On a donc finalement

$$I = E \frac{R_P C \omega}{R_N R_P C \omega a} = E \frac{1}{a R_N} \quad (4)$$

Cette équation limite montre que plus la condition

$$R_P \gg \frac{1}{C\omega}$$

sera réalisée, plus I se rapprochera du courant continu. Il faut donc *augmenter* C le plus possible. Première conclusion intéressante.

Reprenons les équations 2 ou 2'. On remarque, toutes choses égales par ailleurs, que I est d'autant plus grand ou E a besoin d'être d'autant plus petit que R_N sera plus petit. En effet, on a

$$I = E \sqrt{\frac{1 + R_P^2 C^2 \omega^2}{R_N^2 (1 + R_P^2 C^2 \omega^2) - 2R_N R_P + R_P^2}}$$

I est maximum quand le dénominateur est minimum. Or il est évident

que cela a lieu quand R_N est minimum. L'examen du trinôme

$$y = (1 + R_P^2 C^2 \omega^2) R_N^2 - 2R_P R_N + R_P^2$$

montre :

qu'il y a deux racines de même signe qu'elles sont positives.

D'autre part R_N est essentiellement négative ; y devant être positif, on en conclut qu'il faut diminuer R_N le plus possible.

Et à quoi correspond ceci ? Au travail dans la partie CB (fig. 5) de la caractéristique ; comme je l'ai déjà montré, on a avantage à employer une diode donnant une chute de tension très réduite pour le courant envisagé, ce qui revient à lui demander un débit faible par rapport à celui de saturation, ou, encore, le débit de celui pendant un temps faible.

Peut-on expliquer le redressement par un tel montage ? Bien sûr ; on peut simplement considérer que le courant continu est dû à la succession de deux phénomènes suivants :

D'une part, la mise en série des deux résistances assure une certaine continuité en ce sens qu'à une augmentation de l'intensité du courant dans R_N correspond une diminution dans R_P et inversement, d'où une certaine compensation.

D'autre part, le condensateur C est chargé à une tension u égale à

$$u = E + R_N I$$

il joue donc bien le rôle de volant que la théorie précédente conduisait à lui attribuer.

Il est intéressant de se rendre compte de la manière dont varie R_N . En effet, la tension E est par définition alternative. Il faut distinguer deux cas et ceci est absolument essentiel car nous allons toucher là du doigt comment le diode peut se comporter comme une résistance négative ou positive suivant le cas. Dans tout ce qui précède j'ai, intentionnellement, simplifié le problème en admettant que R_P était constant, j'ai admis ainsi que simultanément R_N était négatif. Quoique il n'y ait aucun changement dans les conclusions, il semble intéressant de préciser cela dans le temps. On va voir alors comment le diode se comporte comme une résistance négative ou positive suivant les variations de R_P . Ou, pour simplifier la question, a-t-on le droit de considérer la résistance interne du diode commémégative quand R_P est constant ?

Non, est la réponse après un examen rapide de la question. En effet, quand la tension alternative croît aux bornes

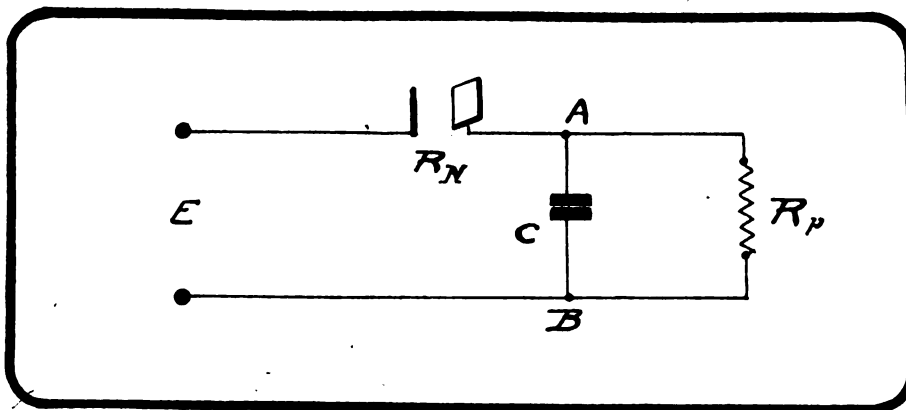


Fig. 10

du secondaire, l'intensité du courant croît aussi, donc la résistance est positive et c'est seulement si R_P varie que la résistance interne est négative. Ceci n'empêche pas que la théorie précédente reste intéressante, mais l'inégalité (b) devient

$$R_P > 0$$

Ce qui est évident.

Il me reste à définir les oscillations de relaxation. Comme je l'ai dit elles ont été définies dans un récent article paru à cette place même. Je n'ai analysé la question du diode que pour montrer que ce n'est pas, à proprement parler, une résistance négative.

Dans le cas du diode, la résistance négative n'existe que si R_P varie et alors à toute diminution de R_P correspond une augmentation du courant et une diminution de la tension disponible. En un mot, la caractéristique courant-tension d'alimentation est ascendante et correspond à une résistance positive, la caractéristique courant-tension redressée est descendante et on se trouve en présence d'une résistance négative.

Ceci prouve combien le problème est complexe.

Définition des oscillations de relaxation.

Pour traiter ce cas, je prendrai le circuit interne d'une lampe bigrille (ou une caractéristique équivalente à celle de cet espèce) et envisagerai le problème suivant que la résistance négative est en série (donc petite) dans le circuit oscillant, ou en parallèle (donc grande, comme je l'ai montré dans le cas précédent).

La première opération consiste à déterminer la forme de l'équation

$$R_N = f(i)$$

bien entendu dans le cas d'une caractéristique de la forme de celle de la figure 6. J'examine ce cas car il est essentiellement pratique et, pour cette raison, je commencerai par le montage en parallèle, le seul réalisable actuellement ; le montage série, ne présentant donc qu'un intérêt purement documentaire, sera esquissé seulement.

Pour le détail du calcul, permettant d'obtenir l'équation suivante, je renvoie le lecteur à l'article fort intéressant de MM. Doreau et Dunpaire sur la mesure des longueurs d'onde en valeur absolue paru dans le numéro 60 du Q. S. T.

On arrive à

$$\frac{d^2 i}{dt^2} - 2\alpha \frac{di}{dt} + \omega^2 i = 0$$

comme équation du phénomène, en posant i' intensité du courant dans la branche self du circuit oscillant,

$$\alpha = \frac{L}{R_N C} - R_P \quad \omega^2 = \frac{1 - \frac{R_P}{R_N}}{CL}$$

Il est, pourtant, plus simple de chercher l'équation du courant i qui parcourt la résistance négative ; on pourra ainsi expliciter de suite R_N en fonction de i .

En appelant

i' i'' les courants dans R_N , dans L et dans C et en les supposant de même sens,

r la tension aux bornes de C ,
il vient toutes réductions faites :

$$L di + \frac{R_P R_N C + L}{C R_N} di + i \frac{R_P - R_N}{C R_N} = 0 \quad (A)$$

En effet, on a successivement :

$$\begin{aligned} i &= i' + i'' \\ -R_N i + R_P i' + L di &= 0 \\ i' &= -C dv \quad \text{et} \quad v = R_N di \end{aligned}$$

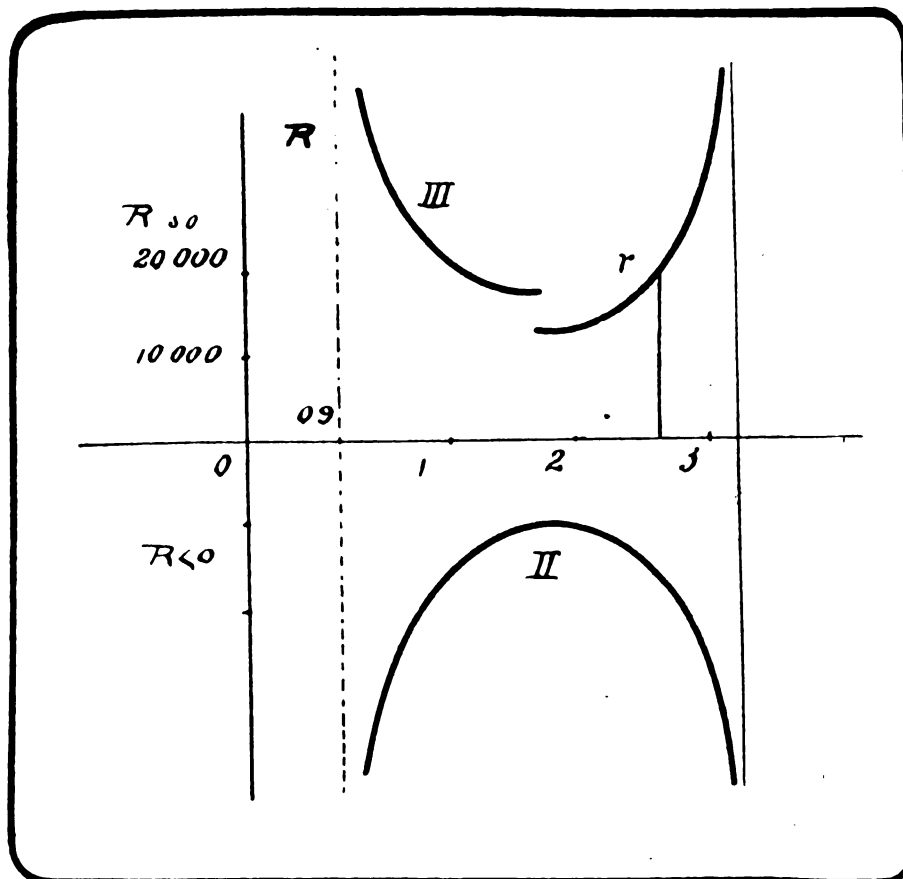


Fig. 11

d'où on tire successivement

$$dv = R_N di$$

$$i' = -CR_N di$$

$$i = i' - CR_N di$$

$$i' = i + CR_N di$$

$$-R_N i + R_P(i + CR_N di) + L(di + CR_N di) = 0$$

et finalement l'équation (A) ci-dessus. A remarquer que quand

$$R_N = \infty$$

on a maintenant

$$L di + R_P di + \frac{i}{C} = 0$$

On reconnaît l'équation ordinaire.

Il sera plus simple d'écrire (A) sous la forme suivante :

$$LCR_N di + (L + R_P R_N C) di + i(R_P - R_N) = 0 \quad (B)$$

Il faut maintenant déterminer la forme de la relation

$$R_N = f(i).$$

J'ai montré que la figure 9 représente les variations de R_N en fonction de la tension aux bornes. La figure 11 représentera alors la courbe

$$R = f(i)$$

dans le cas des bigrilles, les courbes I et III sont relatives à la partie positive, tandis que II représente la portion où la résistance est négative. En un mot, on a trois parties :

l'une où R_N est positif et croît avec l'intensité du courant.

L'autre où R_N est négatif et passe par un maximum.

Enfin, une troisième où R_N est positif et décroît avec le débit.

Comment représenter ceci par une équation ? Pour simplifier un peu, je ferai les hypothèses suivantes qui sont extrêmement rapprochées de la réalité.

Les couches III et I sont confondues.

L'ensemble I-III est symétrique de II par rapport à oi .

Confondre III et I signifie seulement que la pente des régions correspondant à une résistance positive est la même. Ceci va nous permettre d'arriver par quelques raisonnements élémentaires à la fonction (fig. 12).

Ayant deux asymptotes verticales en

$$i = a$$

$$i = b$$

la forme est *a priori*.

$$R = \varphi \frac{1}{(i-a)(i-b)}$$

mais on a toujours

$$a < i < b$$

donc il faut prendre

$$R = \varphi \frac{1}{(i-a)(b-i)} \text{ premier point}$$

Pour que R n'existe qu'entre a b , il faut ensuite, second point :

$$R_N = \frac{1}{\sqrt{(i-a)(b-i)}}$$

Cette valeur suffit, si on fait

$$i = C$$

on aura

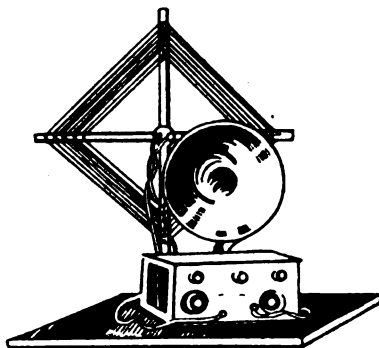
$$R_N = \frac{1}{\sqrt{(C-a)(b-C)}} = \frac{1}{\sqrt{A}} = \pm B$$

valeurs qui correspondent aux deux parties de la courbe.

Il nous faut porter cette valeur dans l'équation (B) ; on se rend compte que R_N variera suivant l'amplitude de i .

Les variations de R_N , quand le point de fonctionnement décrit la caractéristique, imposent à l'intensité des variations périodiques qui constituent les oscillations de relaxation. On pourrait faire l'étude mathématique complète du phénomène, mais j'en fais grâce au lecteur.

Nous verrons, dans le prochain article, la réalisation des résistances négatives.



UN MONTAGE SUR CONTINU

par R. LEPESQUEUR

■ ■ ■ ■ ■

C'EST un récepteur simple et sans prétention que nous présentons aujourd'hui à nos lecteurs, et plus spécialement à ceux d'entre eux qui possèdent le courant continu.

Le schéma de principe en est donné par la figure 1. Il peut être divisé en deux parties, d'un côté le récepteur proprement dit, d'autre part l'alimentation. Dans la réalisation, ces deux parties sont réunies dans une seule boîte formant un bloc facilement transportable et dont l'installation est très rapide puisqu'il suffit de brancher une prise de courant et une antenne pour que le poste soit prêt à fonctionner.

Afin de satisfaire à la mode actuelle et au goût des amateurs, nous avons recherché une présentation simple et nette, tout en nous arrangeant pour que le rendement et la sélectivité soient acceptables.

Récepteur

C'est un dérivé du C-119, comprenant une lampe amplificatrice en haute fréquence, une détectrice et une basse fréquence : juste ce qu'il faut pour obtenir, avec une antenne moyenne, les principales stations européennes en petit haut-parleur de salon.

Le circuit d'accord boune se compose essentiellement d'un condensateur variable de 1/1000 de Mfd. (CV₁) et de deux bobines de self L₁ et L₂, permettant respectivement l'accord sur petites ou grandes ondes. A cet effet l'inverseur tripolaire 1 connecte l'antenne et le condensateur variable, soit sur L₁, soit sur L₂.

Ce circuit attaque la grille de la lampe haute fréquence.

La liaison entre cette lampe et la détectrice se fait à l'aide d'un auto-

transformateur haute fréquence qui contribue à donner au montage une sélectivité assez bonne, beaucoup meilleure qu'un étage à résonance, et rend les réglages plus souples.

Puisque nous cherchons à éviter les selfs interchangeables, nous avons prévu un deuxième inverseur tripolaire I₂ qui nous servira à brancher la plaque de la haute fréquence et le condensateur CV₂ aux bornes des selfs L₃ ou L₄ pour P. O. ou G. O. Le condensateur variable CV-2 est de même capacité que celui d'accord, soit 1/1000 de Mfd.

La grille de la lampe détectrice, qui vient ensuite, est reliée au transfo haute-fréquence par l'intermédiaire du classique condensateur fixe de 0,15/1.000 de Mfd, et maintenue au potentiel convenable grâce à la résistance de fuite de 4 mégohms R. Cette résistance est d'autre part connectée au point positif du filament.

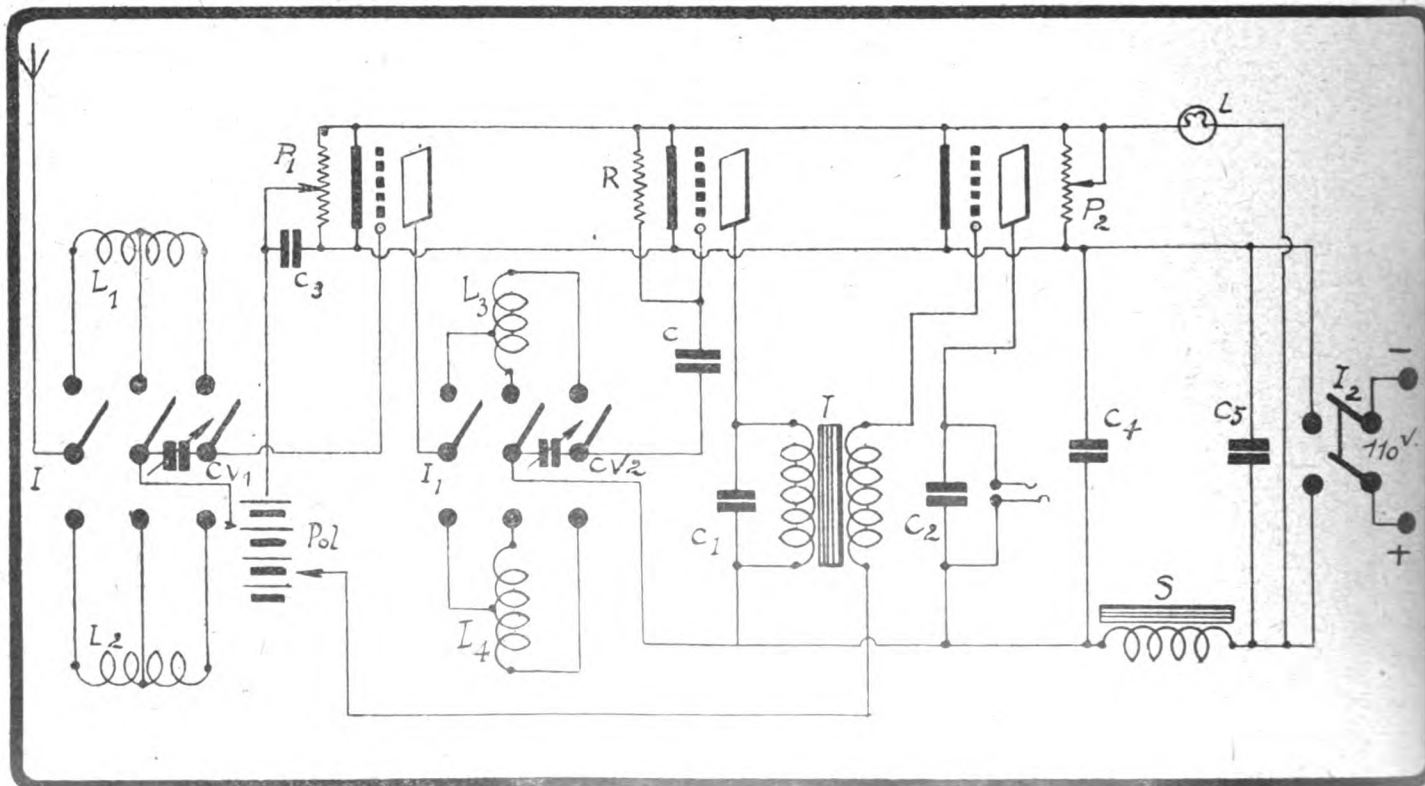


Fig. 1

L'étage basse fréquence, à transformateur, n'a rien de particulier. Nous n'avons pas placé de jack pour l'écoute derrière la détectrice, il sera facile d'en mettre un selon le désir. Le primaire du transformateur de basse fréquence (rapport 1/5 ou 1/4) est shunté par le condensateur fixe C_1 de 2 ou 3,1000 de Mfd.

Enfin, le jack du haut-parleur, intercalé dans le circuit plaque de la lampe basse fréquence, est, lui aussi, shunté par un condensateur, C_2 , de même capacité que C_1 .

Les retours de grilles des lampes haute fréquence et basse fréquence se font à des tensions négatives différentes d'une pile de polarisation, dont le pôle positif est branché au curseur d'un potentiomètre de 600 ohms P_1 , monté sur le chauffage. Ce curseur est aussi relié à un condensateur fixe de 6/1000 de Mfd (C_3) qui est connecté d'autre part au négatif du chauffage. Ce condensateur est indispensable; c'est lui qui relie le circuit d'accord à la terre, par l'intermédiaire du secteur. Il n'est donc point besoin de prévoir de prise de terre pour cet appareil.

Le potentiomètre sert à obtenir l'accrochage normal de la lampe haute fréquence. Nous aurions pu relier le curseur directement au circuit d'accord; mais dans ce cas il arrive que, pour les petites ondes, la lampe haute fréquence oscille parfois assez difficilement; c'est pourquoi nous avons intercalé une pile permettant de polariser quelque peu négativement la grille de cette lampe, nous nous servons pour cela du premier élément de la pile de polarisation, ce qui nous donne une tension de 1 volt 5.

La sortie du secondaire du transformateur de basse fréquence sera par

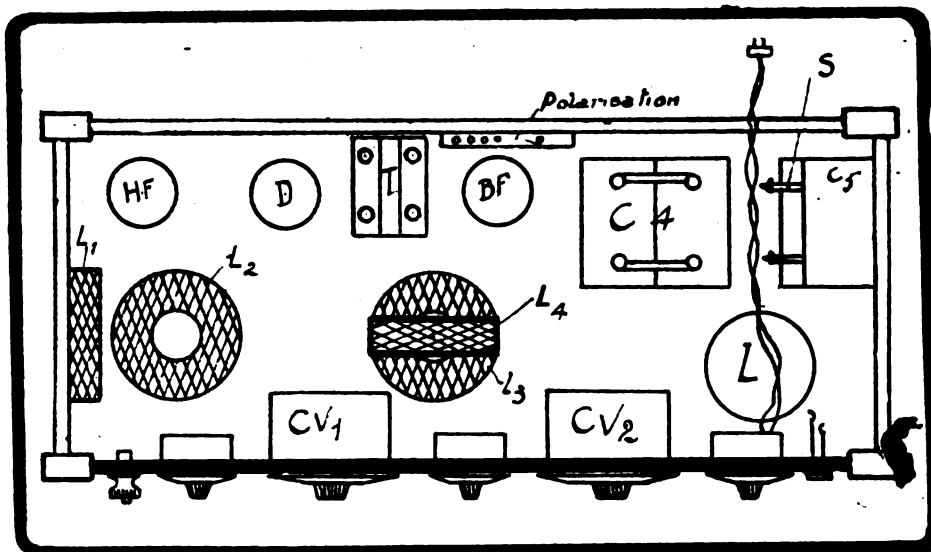


Fig. 3

contre reliée au quatrième élément, soit 6 volts négatifs.

Le chauffage des filaments est réglé par le potentiomètre P_2 , qui fait partie du système d'alimentation dont nous allons parler maintenant.

Alimentation

Les sources de courant nécessaires au fonctionnement du poste nous sont fournies directement par le secteur continu à 110 volts. Il suffit de filtrer le courant de ce secteur pour obtenir la tension plaque, et de faire chuter dans une résistance pour le chauffage des filaments.

1° *Filtre*. Il est constitué simplement par une self à fer S de 50 henrys et deux capacités. Du côté poste le condensateur C_1 est de 8 Mfds, alors que C_2 (côté secteur) n'est que de 4 Mfds. Ces capacités, qui paraissent assez fortes, ne seront pas réduites

si l'on désire un filtrage potable; cette opération est, en effet, beaucoup plus délicate avec du courant continu qu'avec de l'alternatif redressé.

2° *Chauffage*. La résistance nécessaire pour avoir 4 volts aux bornes des filaments sera une lampe d'éclairage de 60 watts (n'importe quel type convient, pourvu que cette valeur soit respectée). Cette lampe est en réalité légèrement plus forte qu'il ne faut, le chauffage convenable sera obtenu par la manœuvre du potentiomètre P_2 de 40 ohms.

Enfin un interrupteur bipolaire coupe l'arrivée de courant du secteur.

Réalisation

Le montage est effectué dans une ébénisterie ayant des dimensions intérieures de 60 centimètres sur 25, avec une hauteur de 25 centimètres. Le panneau avant, en ébonite, mesure 55 centimètres de longueur et 25 de largeur; une épaisseur de 6 millimètres paraît convenable pour cette grandeur.

Sur ce panneau sont fixés les deux condensateurs variables, les inverseurs et potentiomètres, ainsi que la borne antenne et le jack. Les condensateurs variables seront de préférence à démultiplication pour faciliter les réglages qui sont relativement pointus sur P. O. (Nous avons, en effet, des C. V. de 1/100, valeur nécessaire pour que les bandes P. O. et G. O. se recouvrent légèrement.)

Choisir autant que possible des inverseurs et interrupteurs rotatifs à couteaux (*) qui assurent de bons contacts. Le potentiomètre P_2 de 40 ohms se trouvant difficilement dans le commerce, il sera facile de

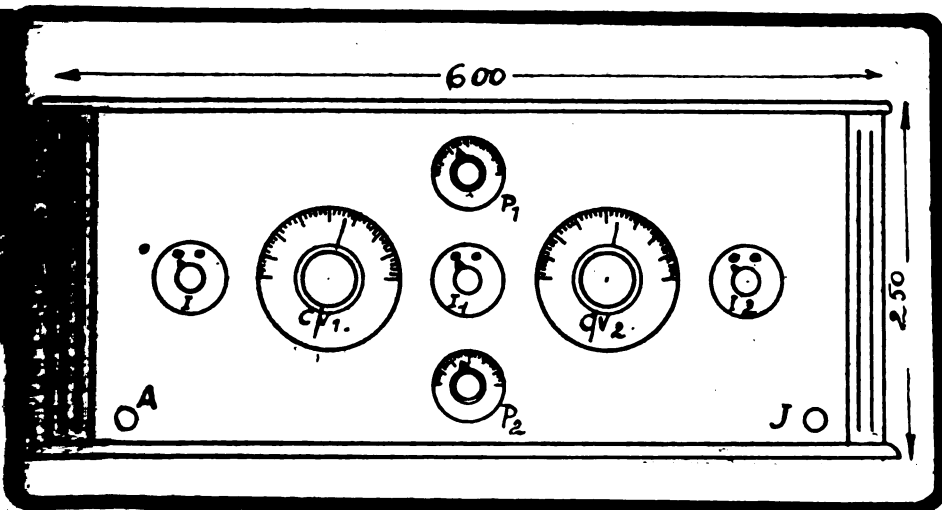


Fig. 2

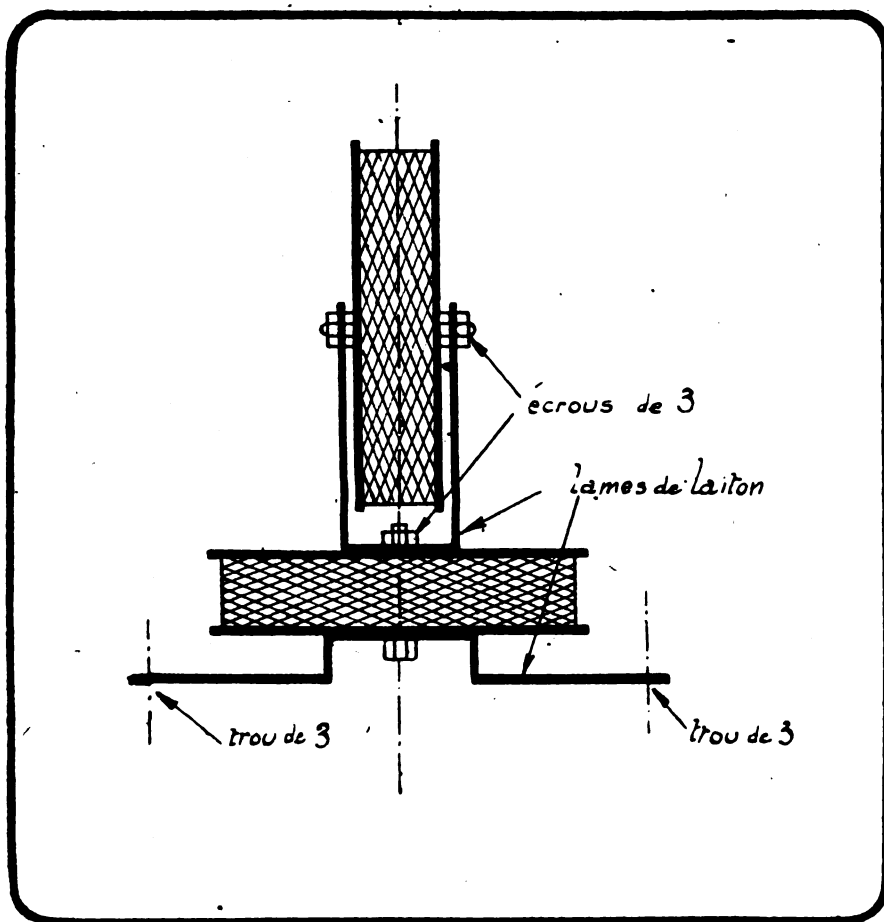


Fig. 4

le constituer par un rhéostat de cette résistance dont on reliera l'extrémité du fil restée libre à une petite borne fixée sur l'isolant.

Le récepteur a ainsi l'allure de la figure 2.

Toutes les autres pièces constituant le montage se trouvent sur le fond de l'ébénisterie ou sur les côtés, telles que la figure 3 le montre.

Selfs et transfo haute fréquence.

La self d'accord pour petites ondes comporte 70 spires avec prise à la 20°; celle des grandes ondes en a 200 avec prise à la 50°. Dans les deux cas c'est la plus grande portion qui est accordée par le condensateur CV_1 . S'il était impossible de trouver ces selfs telles que ci-dessus chez les revendeurs, il serait simple de se servir de bobines ordinaires sur lesquelles on ferait des prises à peu près; ou, mieux encore, d'accoler pour P. O. une de 20 spires à une de 50 spires et, pour G. O., une de 50 à une de 150, en prenant soin que les enroulements soient dans le même sens.

Les auto-transfos de haute fréquence sont constitués par des nids d'abeilles ayant, pour P. O. 50 spires et pour G. O. 150 spires avec prises médianes,

et cette fois, c'est sur la totalité des bobinages que se trouve le condensateur CV_2 , la plaque de la haute fréquence venant, par l'aide de l'inverseur, se brancher sur l'une ou l'autre prise médiane. Ces dernières selfs se

trouvent couramment dans le commerce.

Est-il utile de dire que, dans chaque groupe, la self P. O. fera un angle de 90° avec la self G. O. et que l'on s'arrangera pour que la self d'accord en fonction fasse de même vis-à-vis de celle de plaque servant en même temps qu'elle? Il suffit de regarder les figures 4 et 5 pour se rendre compte de la façon de disposer l'ensemble ainsi que de monter l'ensemble.

Les lampes sont placées au fond et le plus à gauche possible de l'ébénisterie car le filtre prend beaucoup de place à droite.

Une distance de 8 centimètres est suffisante entre la haute fréquence et la détectrice; après cette lampe nous plaçons le transformateur de basse fréquence et auprès de celui-ci la lampe qu'il commande.

Il reste ainsi tout juste assez de place pour le filtre et la lampe d'éclairage.

Filtre. Les condensateurs C_4 et C_5 doivent être bien isolés; ceux que nous avons employés pour la présente réalisation étaient prévus pour une tension de 750 volts; il est certain que de tels appareils ne sont pas indispensables: un isolement à 250 volts convient largement. La capacité de chacun est de 4 Mfids. La capacité C_6 , de 8 Mfids, sera donc réalisée par deux condensateurs en parallèle.

La self de 50 henrys, du type calculé pour laisser passer 25 milliampères, est en série sur le pôle positif de l'alimentation.

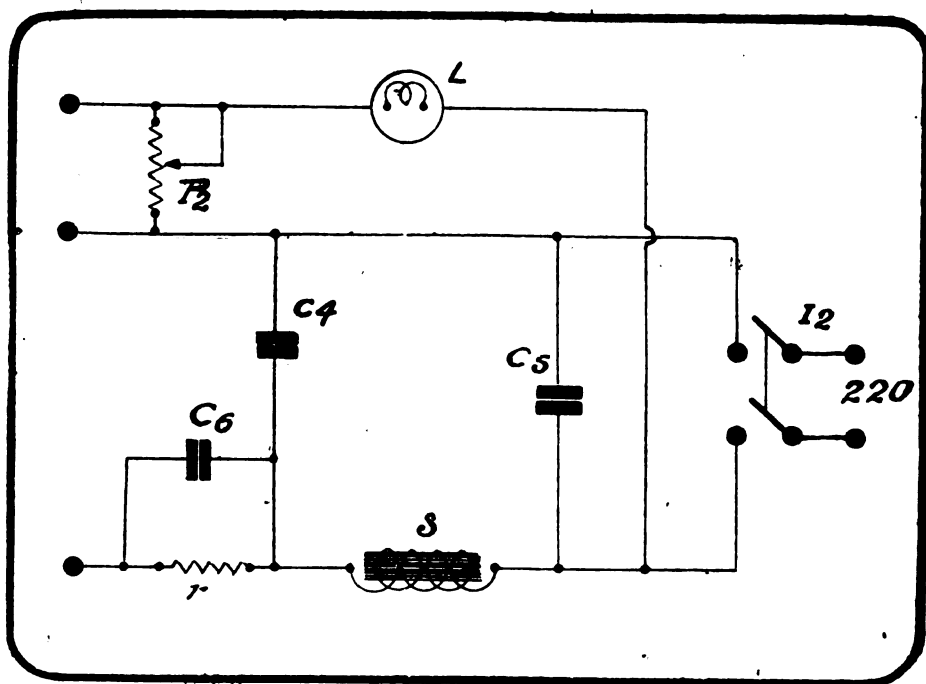


Fig. 5

Sur ce pôle également, et avant la self, est attaché le fil qui va à la lampe de 60 watts et constitue le positif du chauffage. Après la lampe et entre les connexions d'alimentation des filaments est intercalé le potentiomètre P_1 . Le curseur de ce potentiomètre est relié à l'une des extrémités de l'enroulement résistant de façon telle que, lorsque le cadran se trouve à la graduation zéro (extinction), cet enroulement soit en court-circuit.

La lampe est montée sur une douille-applicque dans le pied de laquelle on aura percé un trou pour le passage des fils y aboutissant.

Enfin l'interrupteur bipolaire reçoit les deux conducteurs d'un fil souple (pour lumière) sortant de l'ébénisterie par le dos de celle-ci et se terminant par une prise de courant normale.

Pour finir la description nous dirons que la pile de polarisation est placée au fond, près du transformateur de basse fréquence.

Voici notre poste monté; il ne reste plus qu'à l'équiper en lampes. Nous laissons pour cela le choix à nos lecteurs parmi les différents types énumérés dans le tableau ci-dessous; toutes se valent et donnent les mêmes résultats; leurs prix seuls varient.

savons que notre ampoule de 60 watts est un peu plus forte qu'il ne faut; si le curseur du potentiomètre est placé de telle sorte que tout ou presque tout l'enroulement se trouve en service, la dérivation offerte au courant est moindre et par suite la chute de tension aussi, d'où survoltage des filaments des tubes récepteurs; survoltage d'autant plus fort que lors de la fermeture du circuit le filament de la lampe de 60 watts est froid et laisse ainsi passer plus de courant que lorsqu'il est incandescent. Ce survoltage momentané est de très faible durée, mais répété plusieurs fois ne tarderait pas d'avoir raison des lampes de réception. Qui n'a d'ailleurs jamais remarqué la rapidité déconcertante avec laquelle un filament de lampe micro rend l'âme lors d'un contact fortuit du pôle positif 80 volts avec le pôle négatif 4 volts.

Nous ferons donc attention à ce que P_1 soit à zéro à la mise sous tension du poste. Pour allumer les lampes il suffit ensuite de tourner le bouton du potentiomètre dans le sens normal. La première fois il serait bon, pendant cette opération, de brancher un voltmètre aux bornes des filaments et d'arrêter l'augmentation du chauffage

Ceci fait, deux cas se présentent : ou l'on entend le léger bruit de secteur *qui subsiste toujours* avec ce récepteur, ou c'est le silence absolu.

Dans le premier cas il n'y a qu'à rechercher une émission, comme nous l'indiquons plus loin, dans le deuxième il y a lieu d'inverser la prise de courant du secteur. (Se rappeler que pour cela il faut d'abord éteindre les lampes et les rallumer progressivement à l'aide de P_1 .)

Si le montage est normal, le récepteur doit alors fonctionner, la recherche des stations se fait à peu près comme avec un C-119, c'est-à-dire par la manœuvre simultanée des deux condensateurs variables, l'accrochage se réglant par le potentiomètre P_1 . Lorsque l'on a reçu quelques émissions il est bon de chercher à diminuer le plus possible le léger chantonement dû au secteur; on ne peut arriver à l'éliminer complètement, mais il est possible de le réduire suffisamment pour qu'il ne gêne pas l'audition. Il nous a paru qu'à cet effet le mieux est de polariser la grille de la haute-fréquence à moins 1 volt 5, en maintenant le potentiomètre P_1 vers le milieu de sa course.

Nous venons de décrire ce poste avec alimentation sur courant continu à 110 volts; il est aussi possible de l'alimenter avec le secteur à 220 volts : dans ce cas il y a lieu de modifier la partie « alimentation » suivant le schéma de la figure 5. La lampe 1 est alors une 220 v. 100 watts. Les autres appareils : P_1 , C_1 , C_2 et S restent les mêmes. Nous ajoutons seulement sur le plus H. T. une résistance r shuntée par un condensateur fixe C_0 . Leurs valeurs respectives sont de 10.000 ohms et 2 Mfd.

Avec une bonne antenne d'une vingtaine de mètres, ce récepteur permet l'audition, en petit haut-parleur, des principaux émetteurs européens tels que Langenberg, Daventry, Milan, Stuttgart, etc. Il n'a pas la sensibilité ni la puissance des supradynes ni même du classique C-119 à quatre lampes *et à selfs interchangeables*, mais il a pour lui l'avantage de sa grande simplicité et du peu d'entretien qu'il demande.

(*) Sur le plan de réalisation grandeur naturelle inséré dans le présent numéro nous n'avons pas représenté d'inverseurs à couteaux comme nous le conseillons, ceci uniquement pour la clarté du dessin.

Lampes.	H. F.	Dét.	B. F.
Métal	DZ. 813 DZ. 2222	DZ. 1508	DX. 804 DY. 604
Philips	A-435 A-410	A-415	B-406 A-409
Radiotechnique	R-42 R-36	R-76	R-56 R-77

Mise au point et réglage

Ceci ne comporte pas de grandes difficultés; il y a lieu cependant de prendre quelques précautions élémentaires.

Les lampes étant en place, l'antenne et le casque branchés ainsi que la prise de courant du secteur, fermer l'interrupteur I_1 , après s'être assuré que le potentiomètre P_1 est au zéro. Ceci a une grande importance quant à la vie des lampes : en effet, nous

lorsque l'aiguille indique 4 volts (Il faut naturellement se servir d'un appareil à cadre mobile, tout autre voltmètre donnant des indications fausses.) Il est simple de faire un repère sur le cadran de P_1 , ou, mieux, de mettre une petite butée au curseur pour ne plus, par la suite, dépasser ce voltage. Pour les amateurs qui ne possèdent pas de voltmètre à cadre mobile, il suffira de ne jamais dépasser les deux tiers de la graduation de P_1 , cela correspond à peu près aux quatre volts nécessaires.

■ ■ ■ ■ ■

RECHERCHES ET ESSAIS SUR LES LAMPES DE T. S. F.

(Suite)

par A. KIRILOFF, Ingénieur Radio E. S. E.

■ ■ ■ ■ ■

Lampes de détection

L'ÉTUDE de la détection a attiré, ces temps derniers, la grande attention des spécialistes et a motivé l'entreprise de bien des travaux. Nous remarquons une forte tendance à élucider théoriquement le mystère de la détection, mais il faut reconnaître que cette région demeure théoriquement toujours aussi incompréhensible et inconnue. Les constructeurs ont essayé de trouver, par voie d'expériences, une bonne lampe détectrice. A noter qu'il a été possible, grâce à la modification des rapports entre les électrodes dans les lampes, de trouver la lampe donnant une bonne détection : ce sont les lampes Philips A 409 et A 415, Radiotechnique et Métal : micro Universel et, en particulier, la lampe B 6 Doule, en Amérique.

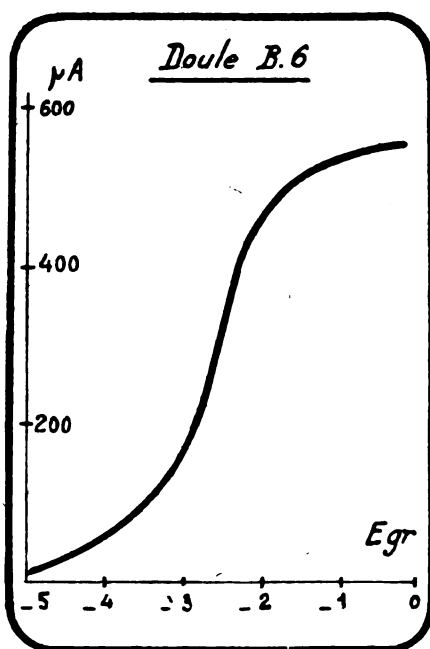


Fig. 75

Lampe détectrice au getter . 4^v ; 0,25

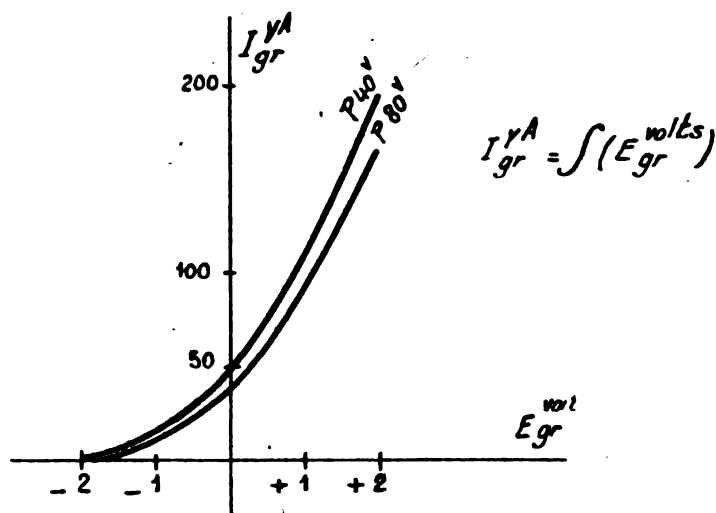


Fig. 76

Ces temps-ci, se dessine un mouvement tendant à améliorer la détection, en plaçant dans la lampe des substances spéciales (getter) (ainsi, par exemple, le calcium, le caesium, etc.). Il paraît que de tels détecteurs donnent plus de pureté et suppriment, principalement, le bruit de fond, si nuisible pour la réception. Il est intéressant de noter les particularités de ces lampes au getter. Notons, tout d'abord, que ces lampes ne remplissent pas les conditions principales des lampes détectrices qui, pour : $E_g = 0$ v. donnent $I_g \mu A = 0$. Dans le cas de ces lampes, généralement, avec

$E_g = 0$ v. et $E_p = 40$ v., $I_p = 55 \mu A$

$E_p = 80$ v., $I_p = 40 \mu A$

(Voir la courbe : $I_{gr} \mu A = f(E_{gr} v)$ (fig. 76).

Auto-courant - Lampe au getter

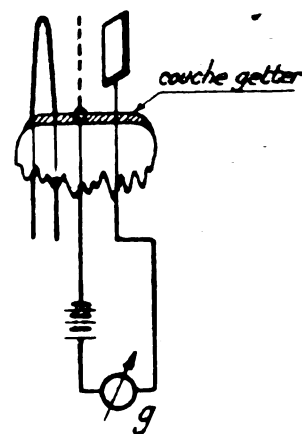


Fig. 77

Détecteur à 4 grilles 4⁰ 0,06

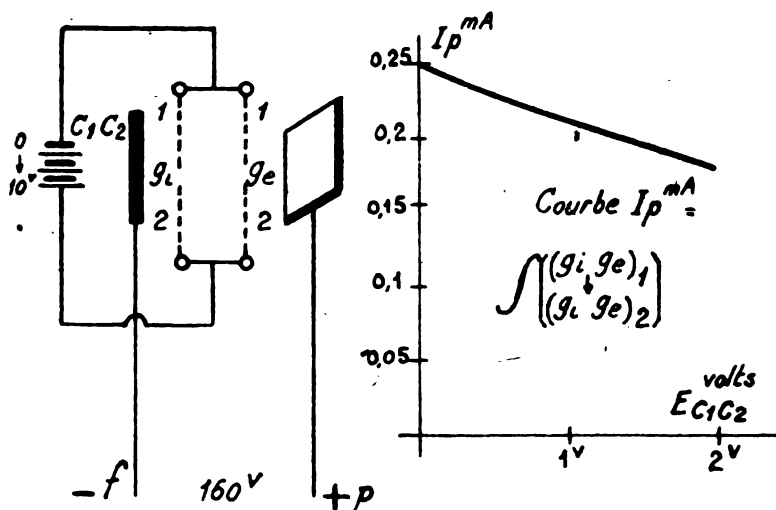


Fig. 79

L'on fabrique les lampes de ces types :

4 v. ; 0 a. 25 ;	4 v. ; 0 a. 06
$\rho = 28.000$	$\rho = 25.000$
$k = 14$ v.	$k = 10$ v.
$a = 0$ mA.v. 5	$a = 0$ mA.v. 4

Une autre particularité très intéressante de ces lampes est l'auto-courant. En effet, si vous connectez, par la batterie, deux électrodes de la lampe à votre choix (par exemple, plaque et fil), il sera possible de constater le déplacement de l'aiguille d'un galvanomètre sensible, bien que le fil ne soit pas allumé. Ce phénomène a été étudié par différents savants et en tout premier lieu par les savants King et Braun et différentes explications en ont été données. Ces phénomènes (constatés non seulement pour les lampes au getter — métaux alcalins — mais également sans cela) ont été expliqués comme le résultat potentiel d'ionisation entre les électrodes et comme le résultat de l'effet photo-électrique. Toutefois, il a été remarqué que l'auto-courant se modifie si l'on allume la lampe : dans ce cas, l'auto-courant augmente tout d'abord, puis diminue en fonction du temps (chauffage constant). Les expériences de Malarov ont démontré que, lors du fonctionnement de la lampe en détection, la concordance avec l'un des points de l'auto-courant est d'une grande importance pour la détection.

Notons également ici une explica-

tion très intéressante de l'auto-courant. Il est possible de supposer que la raison principale de ce phénomène se trouve dans le fait que, bien souvent, le getter se dépose sur le verre entre les électrodes et donne ainsi nais-

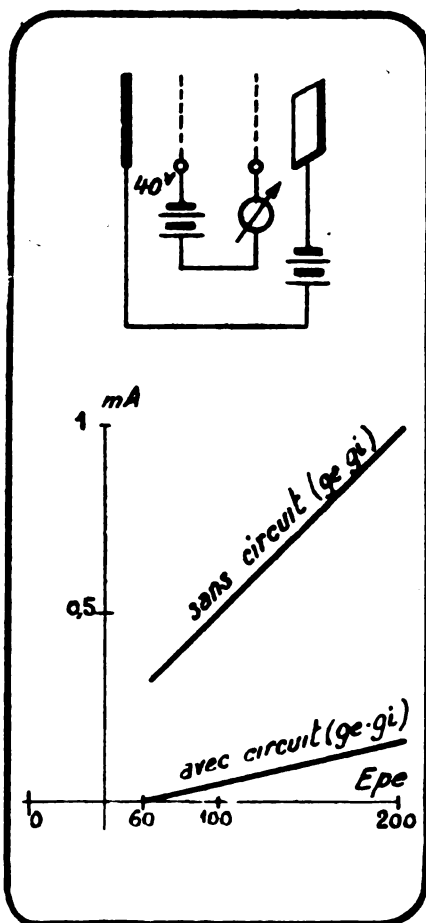


Fig. 80

sance à un circuit fermé, phénomène de mauvais isolement. En effet, il a été facilement possible de lever cette couche de getter de la surface du verre en appuyant sur les bornes de lampe H. T. (avec la bobine ordinaire de Ruhmkorff). Après cette opération, la lampe fonctionnait normalement (voir fig. 77).

En même temps que le détecteur au getter, la technique a attaché une attention spéciale à l'étude du détecteur avec détection à deux alternances. Dans ce sens un grand intérêt est présenté par la construction spéciale des lampes. La tendance principale pour ces lampes est de laisser le circuit d'accord conductivement indépendant du circuit d'écoute, et de supprimer la réaction de ce circuit sur le circuit de réception.

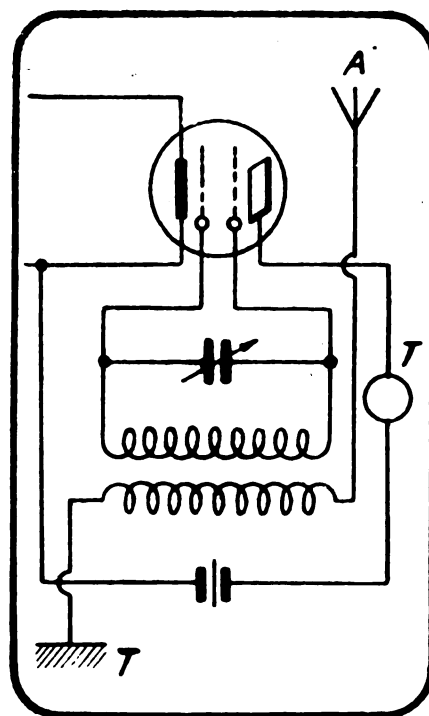


Fig. 81

L'on y parvient en introduisant les grilles ou les plaques supplémentaires. (lampes à deux plaques, à quatre et six grilles).

La figure 79 représente une lampe à quatre grilles. En utilisant ces grilles de manières différentes, il est possible d'obtenir une grande efficacité et un grand rendement de la lampe au point de vue détection.

Dans le même sens, l'utilisation de la lampe D. g. est intéressante, comme détecteur à deux alternances. Le fait est que, dans certains cas, le système

classique du détecteur à la lampe bigrille ne donne pas suffisamment de rendement et ceci s'explique, jusqu'à un certain point, par le fait qu'il se produit une détection à une alternance, c'est-à-dire que la courbe de détection se présente de la façon suivante :

Les expériences que nous avons faites avec la lampe bigrille ont démontré que, dans certaines conditions, il est possible d'obtenir une détection de deux alternances. Et dans cet ordre d'idée nous avons eu les expériences suivantes :

Si, dans la lampe ordinaire bigrille, pour $E_p + 40$, on applique dans le circuit grille intérieur et extérieur, une batterie d'éléments, le courant de plaque est notablement diminué, indépendamment du fait suivant : que la grille intérieure soit en contact avec une batterie + ou - (voir la courbe fig. 80).

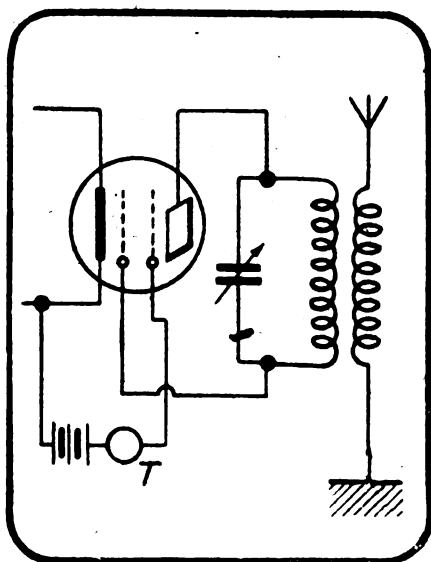


Fig. 82

En un mot, la diminution du courant de la plaque (effet de détection), se produira indépendamment, soit alternance + ou alternance - (dans notre cas, un changement de signe de batterie) et ceci est facile à voir dans la courbe de la figure 80.

De cette manière, nous aurons la détection de deux alternances et la courbe de détection se présente ainsi devant nous.

Prenant cette expérience en considération, nous sommes demeuré sur le nouveau système de détecteur à lampe bigrille, lequel permet de détec-

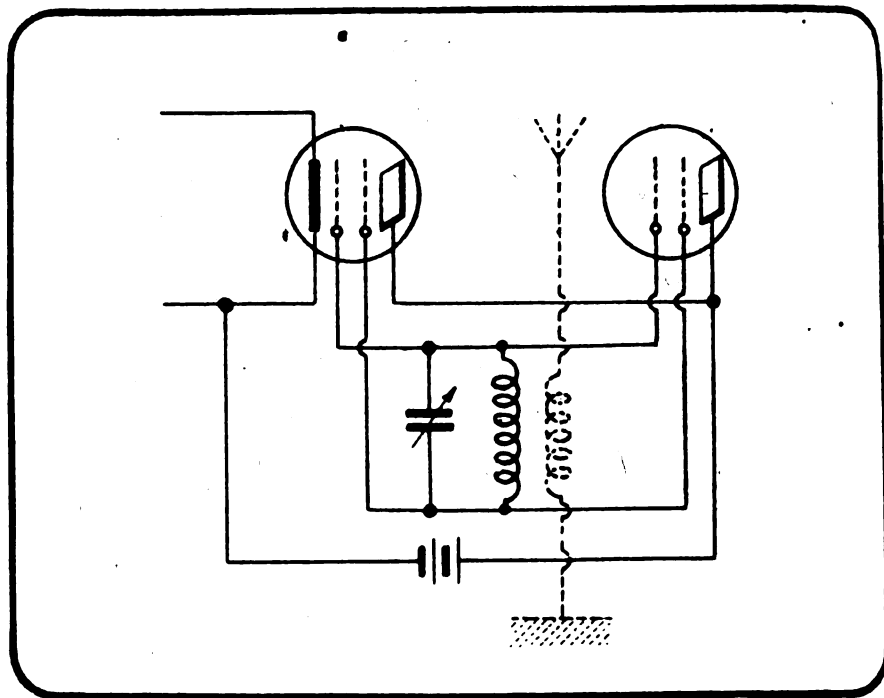


Fig. 83

ter deux alternances et qui, par conséquent, est plus fort et plus sensible que le détecteur ordinaire à lampe bigrille.

Nous avons construit un système de ce détecteur et nous l'avons mis en pratique (fig. 81). Ensuite, afin de trouver un courant plus sensible, i

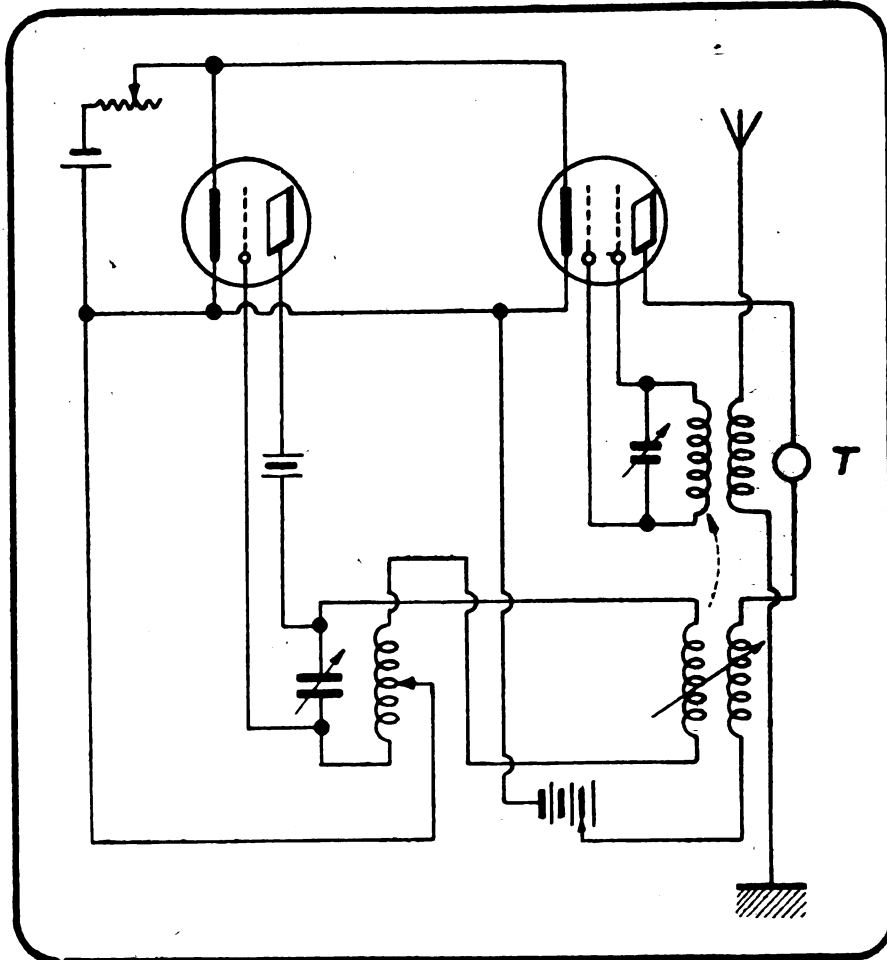


Fig. 84

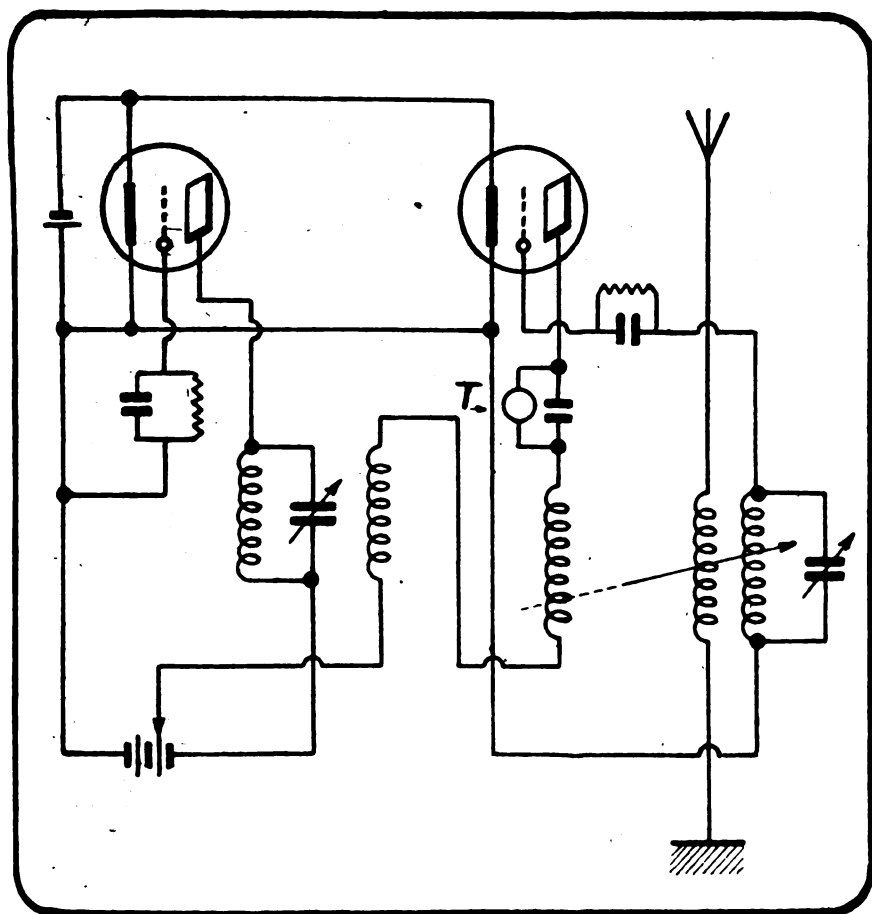


Fig. 85

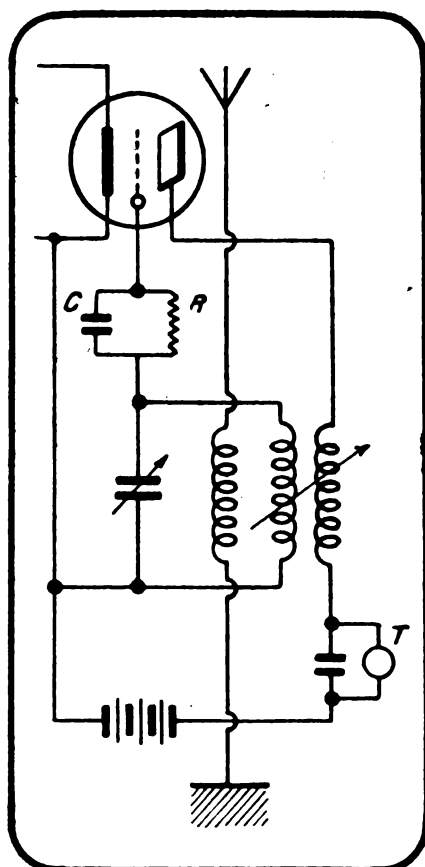


Fig. 86

ration, on peut enfin construire un système de détection à deux alternances, avec amplification et amélioration de détection (système des lampes à quatre et six grilles, interférence, hétérodyne, organe de détection Fromy, installation de deux détecteurs, etc.).

Il est clair que les recherches de détecteur ne sont pas encore terminées, mais que sont nettement marquées les étapes par lesquelles la technique passera pour ses découvertes postérieures et pour les améliorations à apporter.

Lampes genre double grille

La lampe D. g. a reçu ces temps derniers, et tout particulièrement en France, une grande extension. L'invention de cette lampe appartient à Langmuir (1913).

L'amélioration principale de cette lampe est l'utilisation très avantageuse de la charge d'espace du filament. Le fait est que dans les lampes de T. S. F. il se forme, lors de l'allumage du filament, autour de ce dernier, un flux tournant d'électrons — charge d'espace. — En appliquant la tension entre le filament et la plaque, nous libérons une partie des électrons, qui se précipitent dans la direction de la plaque, formant un courant de plaque. Toutefois, pour combattre cette charge d'espace il est nécessaire d'employer une grande tension, — près de 85 % de tension sont utilisés pour combattre la charge d'espace et 15 % de tension seulement sont employés pour provoquer le courant fil-plaque. — Ceci explique la raison pour laquelle les lampes ordinaires (par exemple, la petite lampe pour réception) fonctionnent à un voltage assez élevé — 80 entre fil-plaque. — L'inventeur de la D. g. a installé entre le fil et la grille de la lampe ordinaire une électrode supplémentaire (grille intérieure) qui permet, sous tension + de neutraliser facilement le champ négatif des électrons tournant autour du filament. Ceci facilite la libération des électrons dans la direction de la plaque, et la lampe peut ainsi travailler à voltage inférieur (12 volts au lieu de 80 volts). Cette réduction de la tension de la plaque est la base de la lampe D. g. De même, en modifiant le potentiel grille intérieure, il est possible de diminuer la résistance interne et le coefficient d'amplification en volts (K), tout en

est possible de joindre au circuit G_{ex} et G_{int} une pile avec potentiomètre.

Le système représenté à la figure 82 donne d'aussi bons résultats.

En étudiant ces détecteurs, nos recherches plus profondes et persévérées nous ont amené à notre désir de rendre le détecteur plus puissant, à l'aide de deux détecteurs en surplus (voir fig. 83).

Dans certains cas, l'on peut améliorer la détection à l'aide d'un oscillateur hétérodyne, qui rend le son plus fort et le garantit des influences parasites (genre de superréaction et augmentation de la résistance négative) (fig. 84 et 85).

Le montage de ce détecteur demande une régularisation beaucoup plus travaillée et délicate.

On peut améliorer la détection aussi avec l'organe de détection spéciale (genre Fromy).

Le condensateur shunté de grille (c) a une forte capacité (de l'ordre de 5-10 μF au lieu de 0,1-0,2 μF) la résistance shuntée (R) est faible, de l'ordre de 200-400.000 Ω (au lieu de 2-5 Ω). (Voir fig. 86).

Prenant tous ces points en considé-

augmentant le coefficient d'amplification en ampères (pente).

Nous remarquons ces temps derniers une tendance à construire de nouveaux modèles de D. g. et les adapter pour différents montages. Ainsi, la Compagnie des lampes, par exemple, a créé le modèle pour radio-modulateur Ducretet (changement de fréquence) (fig. 87, 88), pour cryptadyne-isodyne Barthélemy et pour super-réaction.

Tendant à améliorer le rendement, Blondel a remplacé la grille ordinaire en hélice de lampe D. g. par un enroulement spécial (2 modèles sont créés). Ces lampes, contrairement aux lampes D. g. ordinaires, ne donnent pas de point de croisement de la grille intérieure et de la plaque (G. M.) et leurs courbes sont toutes spéciales. Ces lampes fournissent de bons résultats pour les montages reflex, push-pull et montages symétriques.

Il est intéressant de noter qu'avec une certaine disposition des éléments d'essai de D. g. ordinaire, il est possible d'arriver à obtenir les mêmes courbes.

Des essais ont également été entrepris dans le but de remplacer la plaque par 3 grilles (lampe à 3 grilles sans plaque) ou par une grille coupée.

La tendance prépondérante dans la construction de ces lampes est d'arriver à adapter la lampe à un montage donné, améliorer le rendement et trouver les meilleurs coefficients (K , ρ , α). Il est intéressant de noter ici un curieux essai d'une maison autrichienne, qui a tenté de remplacer la grille intérieure par une petite plaque (lampe Frenotron). En étudiant les courbes de cette lampe il est possible de remarquer l'effet de neutralisation de la charge d'espace, quoique très faible. Toutefois, les courbes I_p se déplacent en fonction du potentiel appliqué à la petite plaque. En étudiant les courbes du montage classique de cette lampe, il est également possible de remarquer la tendance de résistance négative de la grille intérieure, quoiqu'en très faible proportion, — pratiquement, il est permis de considérer cette courbe comme étant parallèle à l'axe d'abscisse. — Telles sont également les courbes de lampe à grille coupée, qui fournissent un très faible effet de neutralisation de la charge

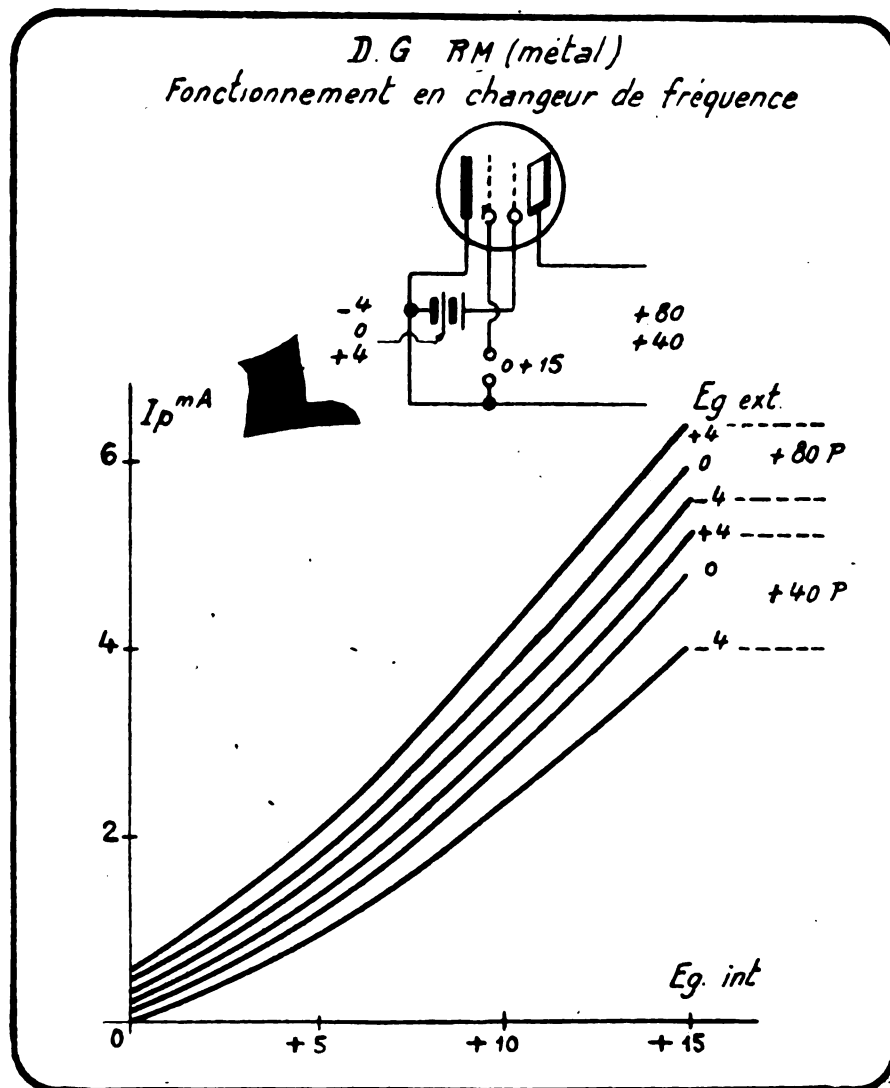


Fig. 87

d'espace et une faible résistance négative de la grille intérieure.

Ces temps-ci, l'on attache une grande attention à la construction de D. g. de puissance.

Il n'y a pas de différence sensible entre les modèles, mais les lampes diffèrent les unes des autres par leur filament : il existe des lampes fil : 0 a. 1; 0 a. 15; 0 a. 25; 0 a. 7, etc. Il est tout naturel que ces lampes donnent une saturation bien plus élevée que les lampes D. g. ordinaires; ainsi, par exemple, l'importance de cette saturation est établie comme il suit :

Le coefficient de ces lampes varie :
 ρ (fil-plaque) = 2.000-5.000 ω
 K (en volts) = 1-3
 α = 0,3-0,5 mAv.

Parmi ces lampes la lampe Vatea D. V. 412 est une lampe de puissance intéressante. Elle fournit une pente considérable :

3-4 v. ; 0 a. 12
 α = 1,5-2,5 mAv
 ρ = 3000 ω (fil-plaque)
 K = 5-6,5 v.

L'étude des lampes de puissance D. g. a donné la raison pour les recherches des lampes d'émission D. g.

modèle	Saturation :
D. g. C I ; 3 v. ; 6 ; 0,1.	Sous + 20 Pl. — 9 mA 75 + 12 Pl. — 5 mA
D. g. 3 v. 8 ; 0,15 (de puissance)	Sous + 10 v. — 2 mA. 05 + 12 v. — 2 mA. 85 + 20 v. — 6 mA. 07
D. g. 3 v. 6 ; 0,25-3 (de puissance)	Sous + 40 v. Pl. — 21 mA + 20 v. Pl. — 9 mA. 5

En Allemagne on peut noter la lampe d'émission D. g. Siemens Halske.

En France est répandue la lampe D. g. d'émission Fotos (45 w.). L'emploi de ces lampes pour l'émission permet d'une part la diminution de la tension plaque, et d'autre part de réunir dans la même lampe les fonctions d'oscillatrice et de modulatrice, à l'aide du contrôle de modulation de la grille intérieure. Toutefois, parmi les expérimentateurs domine l'opinion que ces lampes ne possèdent qu'un faible rendement et, en fin de compte, ces lampes n'ont pas reçu encore une extension suffisante, et les essais pour l'étude du rendement de ces dernières sont loin d'être nombreux. Parmi ces lampes, une place toute spéciale est occupée par les screen grid transmitting tubes Hull. Ce sont de simples lampes à trois électrodes, auxquelles l'on a adjoint un screen grid, ce qui correspond à la grille extérieure de la lampe D. g. Ces lampes peuvent être employées pour l'émission, remplissant les fonctions des lampes d'amplificateur de puissance. Grâce à leur faible capacité parasite (de l'ordre $0,05 \mu\text{F}$), le circuit de neutralisation n'est pas nécessaire, ce qui est un grand avantage des dites lampes et surtout en ce qui concerne les ondes courtes. Parmi ces lampes, les screen grid tubes 75 watts et 750 w. Hull sont intéressantes pour les émissions.

La lampe D. g. a été très fortement répandue ces temps derniers et non seulement pour la radio-téléphonie et la radiotélégraphie, mais également pour toutes sortes de buts — pour mesure de précision, pour la mesure de l'électricité atmosphérique, pour la détermination de la haute tension, etc. (lampe protectrice). Ceci ne limite pourtant pas toutes ses possibilités dans la science et la technique. Nous ne désirons aucunement étudier et indiquer toutes les

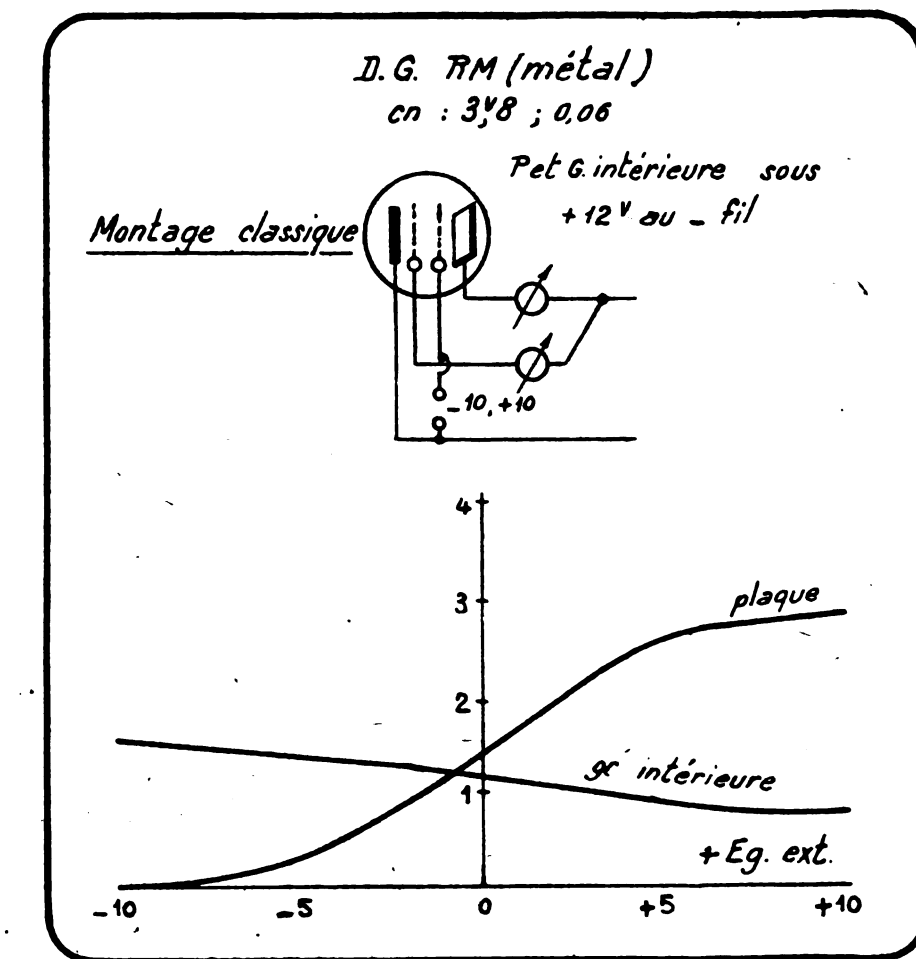


Fig. 88

possibilités d'application de la lampe D. g., ainsi que toutes ses diversités de montages qui ont surgi dans la T. S. F. (changeur de fréquence, reflex, super-réaction, cryptadyne, isodyne, push-pull, lampes pour émission, etc.). Mais nous voudrions indiquer, en conclusion, quelques lignes fondamentales de l'analyse de la lampe D. g., afin d'avoir une idée de la façon dont correspondent, au point de vue électrique, ses différents éléments. Nous avons déjà indiqué le caractère des courbes pour chaque genre de lampe D. g., employées pour différents montages — courbes pour changeur de fréquence, pour montage cryptadyne

isodyne, pour émission avec D. g., etc.

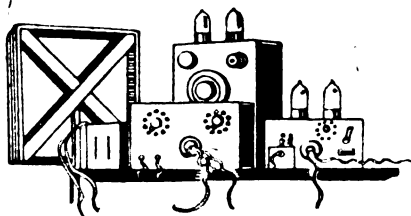
De quelle manière, au point de vue électrique, sont réunis les différents éléments de la lampe D. g. ? Nous prenons la lampe D. g. ordinaire.

Étudions d'abord le point de croisement du courant grille intérieure ($I_{g_{int}}$) et du courant plaque (I_p).

Point de croisement = $f(E_{ch}, I_{pl}, \text{retour du filament})$.

Ce point de croisement, ainsi que l'ont démontré les expériences, se déplacent en fonction du chauffage, de la tension plaque et du retour du filament (+ ou -).

(A suivre).



L'ENREGISTREMENT ÉLECTRIQUE DES DISQUES

par R. LEROY, ingénieur E. C. P.

■ ■ ■ ■ ■

GRAVEURS ET MACHINES A ENREGISTRER

A PRÈS avoir examiné les principes généraux de la fabrication du disque et donné quelques détails sur les studios d'enregistrement, les microphones et les amplificateurs, il me reste à parler de l'organe final, le graveur, et de son support, la machine à enregistrer.

Les graveurs d'enregistrement

Le graveur, c'est l'outil destiné à tracer, dans la cire, la spire dont les inflexions permettront de reproduire le son. C'est un organe qui porte et meut un minuscule burin de saphir, burin à coupe triangulaire s'il s'agit d'un graveur pour disques à aiguille (fig. 1), à coupe circulaire s'il s'agit d'une graveuse pour disques à saphir (fig. 2),

Si petit que soit ce burin, sa masse n'est pourtant pas, aux fréquences dont nous devons l'animer, négligeable ; de plus, il ne saurait être question de le suspendre, comme est suspendu un miroir d'oscillographe, dans l'espace. A notre burin, il faut un point d'appui solide qui lui permette de supporter l'effort de coupe, effort qui est important pour un si petit objet. Il nous est donc nécessaire de le sceller à une pièce métallique rigide, relativement lourde. Mouvoir cette pièce, l'animer des vibrations que nous devons graver, c'est là tout le problème du graveur, celui qui constitue, j'ose le dire, la

difficulté principale de l'enregistrement électrique.

Que l'on m'excuse de m'étendre quelque peu sur cette question un peu spéciale ! Le lecteur verra, je l'espère, que nos touchons là un cas particulier d'un des problèmes les plus importants de la radiophonie : la transformation de vibrations électriques en vibrations mécaniques de même loi. Les mécanismes de haut-parleur, les oscillographes à fréquences acoustiques, sont eux aussi des cas particuliers du même problème et il ne nous serait pas difficile de montrer combien cette question s'apparente encore à la technique des microphones et à celle des pick-up.

Je crois que l'on saisira mieux les difficultés de réalisation des graveurs, en raisonnant sur un exemple concret. On ne m'accusera pas, j'espère, de dévoiler aucun secret de fabrication ; l'exemple que je choisis est celui d'un brevet récemment déposé par une grande firme anglaise ; l'appareil n'est pas, en pratique, utilisé même par cette maison.

La figure 3 montre la forme de ce graveur, qui se rapproche quelque peu de certain pick-up. Il se compose d'un puissant électro-aimant (1), épanouissant son flux entre deux pièces (2, 3) en en fer à cheval. Une bobine (4), prise à l'intérieur de l'espace compris entre ces deux éléments, magnétise un barreau de fer doux (5) noyé dans le flux. Ce barreau n'est autre chose que notre palette. Il porte à sa partie inférieure le burin de saphir (6) et peut osciller autour d'un axe horizontal (7), perpendiculaire au plan de la figure. La palette s'appuie sur une masse de caoutchouc (8), masse assez longue, suspendue à l'autre extrémité par un petit bras (9), dont nous étudierons un peu plus loin l'effet.

Lorsque la palette se met en mouvement c'est sous l'impulsion du couple des forces F (fig. 4) engendrées par les variations de flux. A ce mouvement, s'opposent la force f , réaction de la cire sur le burin, la force R , réaction élastique du caoutchouc, la force O , effort de l'axe de suspension, enfin l'ensemble

des forces d'inertie du système. Remarquons en passant que, si nous étudions un mécanisme de haut-parleur, nous aurions à envisager les mêmes forces, R et f étant simplement confondus avec la réaction de la membrane. Si nous admettons un instant que la palette soit indéformable et sa suspension infiniment rigide, nous voyons que le barreau a une fréquence propre de vibration résultant de l'effort élastique du caoutchouc. Il est possible de choisir cette période et de prendre le moment d'inertie de la palette assez grand, l'élasticité du caoutchouc assez faible, pour que la fréquence d'oscillation soit rejetée pratiquement bien en dessous des fréquences les plus basses que nous aurons à enregistrer. Ainsi, nous n'aurons pas à tenir compte de cette résonance d'autant plus que, amortie par l'hystérésis interne du caoutchouc, elle sera peu aiguë.

Nous aurions réalisé là un graveur très satisfaisant, si la palette était infiniment rigide. Il n'en est évidemment rien. La palette se déforme sous les forces F , F , O , R , f , comme le ferait une poutre quelconque, et sa fibre moyenne, au lieu de garder la forme 1 (fig. 4) prend une forme telle que 2. Cette déformation est une cause d'infidélité de la gravure extrêmement importante surtout pour les fréquences voisines de la fréquence de résonance de la palette ou des ses harmoniques. Si nous écoutons un disque enregistré avec un graveur de cette sorte, surtout un disque de piano, nous remarquerons que cer-

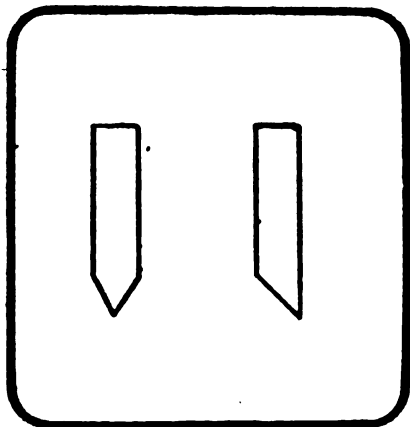


Fig. 1

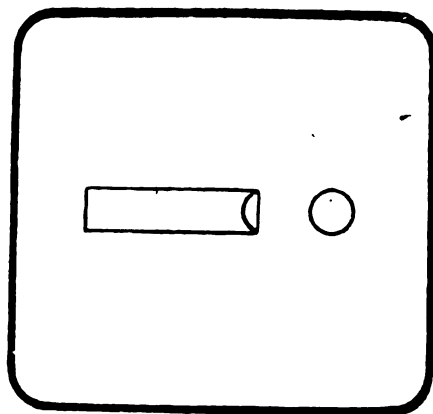


Fig. 2

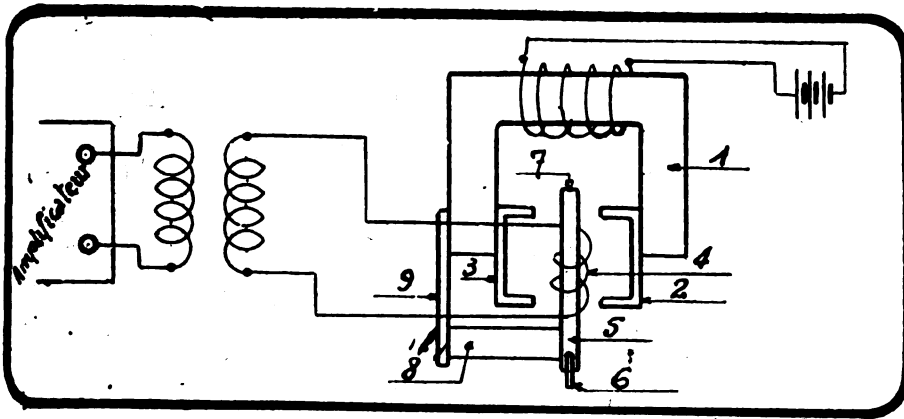


Fig. 3

tainies notes sont prolongées par une sonorité dissonante toujours la même et que le piano a pris un son de guitare ou de banjo assez particulier.

Ce défaut, que l'on pourra retrouver sur certains disques, même des plus grandes marques, est l'effet de la note propre de la palette. Remarquons qu'il se manifeste également dans les haut-parleurs, quoique atténué.

Le premier remède auquel on a songé est évidemment l'amortissement. Tout a été tenté dans cette voie, depuis les tampons de caoutchouc jusqu'aux freins hydrauliques les plus complexes. Malheureusement, plus on amortit, plus il faut fournir d'énergie, et plus on fournit d'énergie, plus on éveille les notes propres : cercle vicieux. Il a fallu trouver autre chose. On a cherché à relever au delà de l'audible la fréquence de résonance ; mais on parvenait ainsi à des dimensions de palettes irréalisables. Alors que faire ? Certains, je l'ai montré dans un précédent article, se sont tournés vers la gravure indirecte ; d'autres se sont obstinés et, mettant en jeu plusieurs moyens nouveaux, sont parvenus à des solutions de jour en jour plus parfaites du problème.

Revenons au graveur de la figure 3 et considérons un instant la solution ingénieuse qui y est adoptée ; elle ne saute pas aux yeux au premier coup d'œil. L'inventeur ne pouvait supprimer les notes propres ; il s'est donc proposé d'empêcher qu'elles n'affectent la gravure et, pour cela, il a créé à l'extrémité de la palette, au lieu où le burin s'y fixe, un centre d'absorption. En ce point, s'attache en effet, la grosse masse de caoutchouc, masse inerte qui freine toute vibration propre pour laquelle ce point n'est pas un nœud. Ainsi, la palette rest libre de vibrer mais seulement avec des formes de vibrations telles que le burin se trouve au point nodal, et la gravure n'est théoriquement pas affectée par les notes

propres. En pratique, le résultat est loin d'être parfait. Si j'ai choisi, pour la décrire, cette solution, c'est parce que tous nos constructeurs de diffuseurs l'appliquent sans s'en douter et tirent ainsi, de membranes mues par des mécanismes où les notes propres abondent, des sons qui sont moins mauvais qu'une étude oscillographique ne le ferait penser. En effet, le point d'application de la membrane constitue bien un centre résistant, c'est le point nodal des vibrations propres de la palette ; aussi, la membrane attachée ne rayonne pas ou rayonne peu dans l'air les notes propres de palette.

Je devrais maintenant décrire les moyens qui permettent d'enregistrer les fréquences élevées ; nous serions ainsi amenés à des problèmes voisins de ceux qui se posent dans les oscillographes. Malheureusement, ces problèmes débordent un peu les cadres classiques de la radio-électricité. Je ne dirai de cette question qu'un mot. La loi de gravure du disque est, nous l'avons vu

$$a\omega^2 = k \quad (1)$$

a étant l'amplitude des sinusoïdes et k une constante ; or, l'énergie qu'il faut dépenser pour graver une oscillation d'amplitude a est

$$E = m\omega^2 \quad (2)$$

Le rapprochement des deux expressions (1) (2) nous montre que l'énergie à dépenser est

$$E = \frac{mk}{a}$$

c'est-à-dire une quantité indépendante de la fréquence. Ainsi, la masse de la palette ne constitue pas, comme on pourrait le croire, une gêne pour l'enregistrement des notes élevées ; elle réduit seulement, à puissance dépensée égale, l'amplitude moyenne de la gravure ; conclusion inattendue, mais que l'expérience vérifie.

Le lecteur peut, après cette étude, se

demander quel est le principe des graveurs utilisés pratiquement. Il en existe, à ma connaissance, trois sortes, chacune, ayant donné lieu, du reste, à des appareils de formes diverses. Le plus répandu, le plus simple de tous, se rapproche beaucoup du graveur que nous avons décrit. Il se compose d'une palette directement mue par une action magnétique. L'amortissement, dans ces modèles chers aux techniciens de la G. E. Co. de Marconi, de Gramophone, est électrique. La Western Electric et les sociétés sur lesquelles s'étend l'ombre de ses laboratoires préfèrent une commande indirecte de la palette, le mouvement lui étant transmis par une pièce amortie à la fois par une masse de caoutchouc et des effets électriques. Personnellement, j'utilise un troisième procédé consistant dans l'asservissement de la palette aux mouvements d'une pièce à laquelle elle est liée d'une manière irréversible.

Le point que nous venons d'étudier semble bien particulier ; pourtant les mécanismes de graveurs ne pourront rester encore longtemps indifférents aux techniciens de la radio. La grande perfection à laquelle on les a portés leur permet de devenir aisément d'admirables mécanismes de haut-parleur, et ce n'est pas là leur seule application. Ils peuvent rendre comme oscillographes de grands services dans l'étude de l'amplification basse fréquence, et il n'est pas interdit de penser qu'ils pourraient être appliqués, dans les postes d'émission, pour réaliser des modulateurs mécaniques capables de résoudre certains problèmes particuliers.

La machine à enregistrer

La machine à enregistrer est un tour à axe vertical destiné à supporter cire et graveur pendant l'enregistrement et à les animer l'un par rapport à l'autre des mouvements nécessaires.

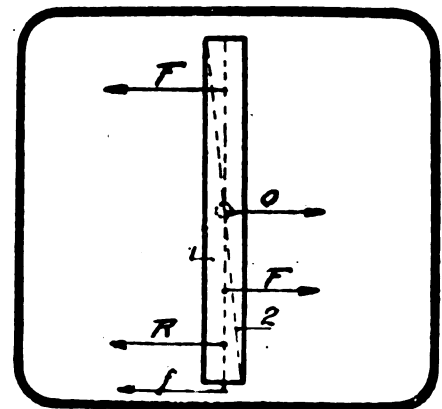


Fig. 4

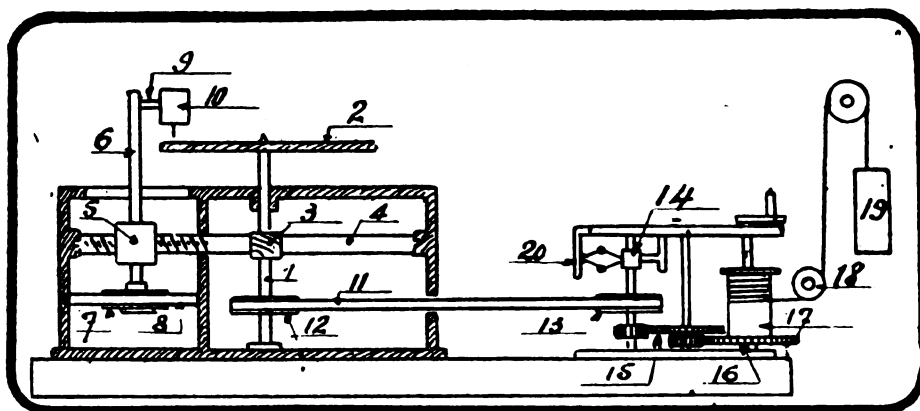


Fig. 5

La figure 5 représente schématiquement une telle machine. On voit qu'elle se compose de deux éléments, en général séparés, le tour et le moteur. Le tour se compose de l'axe vertical 1 portant le plateau cannelé 2, sur lequel on fait reposer la cire. Cet axe entraîne, au moyen du pignon hélicoïdal 3, une vis 4. Un écrou fendu 5 vient prendre appui sur le filetage; il entraîne le chariot 6; capable de coulisser, au moyen des guides 7, sur les axes 8; le chariot porte un bras 9 supportant le graveur 10. Le mouvement est transmis au tour par une courroie 11 entraînant la poulie 12 et mue par l'autre poulie 13. Cette poulie motrice est entraînée par le train des engrenages 15, 16, qui multiplie le mouvement du tambour 17, sur lequel s'enroule le câble 18 tendu par le contrepoids 19. Un régulateur centrifuge 20, analogue aux régulateurs classiques des phonographes, règle la vitesse de la poulie; un train d'engrenages hélicoïdaux 21 transmet le mouvement à l'axe du régulateur.

On voit que le mécanisme de cette machine est assez simple. Il en existe de plus complexes comportant, en particulier, un support de graveur fixe sous lequel se déplace la cire, et divers dispositifs commodes permettant d'embrayer et de débrayer le chariot, de modifier son avance, de tracer les spires finales... Cette simplicité cache des difficultés de construction assez grandes par suite d'exigences spéciales et de la précision extrême indispensable à ces mécanismes.

La première condition à réaliser est une vitesse de rotation rigoureusement uniforme. C'est pour assurer cette régularité que l'on utilise universellement le moteur à contrepoids, dont la marche est d'une sûreté mathématique. Les quelques tentatives faites pour substituer à ce moteur des moteurs électriques n'ont pas été heureuses. Le problème est-il particulièrement délicat ou, au contraire, n'a-t-il donné

lieu qu'à des études assez superficielles? Je n'en saurais juger. Pourtant, les quelques moteurs électriques que j'ai eus entre les mains, moteurs à caractéristique série et régulateur à boules, m'ont donné de piètres résultats.

Je dirai, en passant, un mot sur ce régulateur qui ne connaît dans le domaine du phonographe aucun concurrent et sera, demain, utilisé dans nos appareils de transmission d'images. Sa théorie est assez simple pour qu'on ne puisse pas se permettre de l'ignorer.

Le dispositif se compose, on le sait, d'un axe 1 (fig. 5) entraîné par un pignon hélicoïdal 2. Cet axe porte trois masselottes 3 fixées sur des lames d'acier flexible 4. Lorsque les masselottes s'écartent par suite de la force centrifuge, elles entraînent le déplacement d'un collier 5 portant un disque 6 venant s'appuyer sur un frein de cuir 7. Ce qui est remarquable, c'est qu'à chaque position du frein correspond une vitesse parfaitement constante pratiquement de l'axe 1. Il est facile d'en trouver la cause. Si nous appelons f la force développée par le contact du plateau et du frein, ω la vitesse de rotation de l'axe, m la masse des masselottes, r leur rayon de giration, e l'élasticité des ressorts, nous voyons que la force f sera donnée sensiblement par l'expression

$$f = k(m\omega^2 r - er) \quad (1)$$

Cette force est donc proportionnelle à r et nous la représenterons sur le diagramme de la figure 7 par une droite (1) passant par l'origine. La pastille de cuir du frein est comprimée par cette force. La réaction est nulle lorsque r est plus petit qu'une valeur donnée a amenant le plateau au contact du frein; elle croît très rapidement lorsque r croît de a à $a + \Delta a$. Δa étant toujours très petit. La courbe 2 représente la valeur de la réaction. Il y a équilibre lorsque action et réaction sont égales, c'est-à-dire pour la valeur de r où les courbes (1) et (2) se coupent. Appelons $a + \varepsilon$

cette valeur. Il lui correspond une valeur déterminée de ω que l'on peut aisément déduire de l'expression (1). Supposons que l'on cherche à faire croître ω en appliquant à l'axe un effort moteur important, r va tendre à croître, mais il ne pourra s'augmenter sans que f prenne des valeurs énormes, infinies pour $r = a + \Delta a$. Nous ne devons pas oublier que f est une force de freinage développant un couple qui s'oppose au couple moteur et qu'il nous faudrait un couple infini pour faire passer r de $a + \varepsilon$ à $a + \Delta a$. Ainsi, à partir du moment où ω est suffisamment grand pour que r ait pris la valeur $a + \varepsilon$, à tout couple accélérateur vient s'opposer un couple de freinage dont l'effet l'équilibre d'autant plus parfaitement que Δa est plus petit. L'effet d'un accroissement du couple moteur sur la vitesse ω est donc pratiquement nul et le mouvement reste parfaitement uniforme.

Une autre des difficultés que l'on rencontre dans l'établissement des machines à enregistrer est la réalisation d'engrenages ne donnant lieu absolument à aucune vibration. Toute vibration en effet se répercuterait sur l'enregistrement, en donnant au disque, outre les défauts de sonorité, un aspect moiré le rendant invendable. Pour réaliser une machine parfaite, il faut une taille extrêmement soignée des pignons, taille hélicoïdale en général. Les pignons les plus importants, ceux qui tournent le plus vite, doivent obligatoirement être en fibre ou en cuir vert.

LES NOUVEAUTÉS DANS LE DISQUE.

TRANSFORMATIONS POSSIBLES.

Nous ne nous apercevons pas encore de l'influence que peuvent avoir, sur l'industrie de l'enregistrement et de la reproduction des sons, les moyens nouveaux que la science met à notre disposition. Certes, l'enregistrement électri-

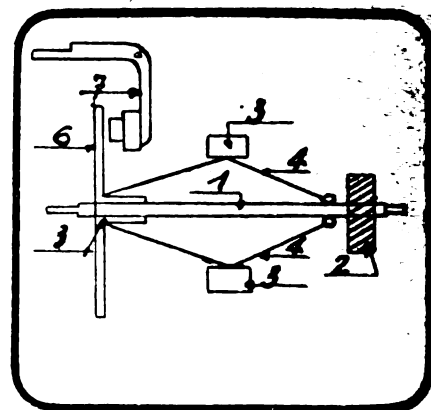


Fig. 6

que, la reproduction électrique, constituent déjà des progrès notables ; mais il saute aux yeux que ce ne sont là que des adaptations heureuses de l'électricité à des enregistrements mécaniques. Pourtant, cette seule adaptation nous amène à une modification de la forme du disque dans le sens de la diminution de son diamètre et de l'augmentation de sa durée. On fait actuellement des disques de petit diamètre (20 %) dont la durée est la même que celle des disques de 25 % classiques. Ceci n'est nullement dû à un resserrement des spires de l'enregistrement, comme on le croit souvent (ce resserrement amènerait en effet, sauf précautions, une diminution de qualité), mais seulement à une diminution du diamètre des dernières spires. Aboutissant à un diamètre intérieur plus faible, il est possible de partir, à nombre de spires égal, d'un diamètre extérieur également plus faible.

En Amérique, on a cherché à combiner cette diminution du diamètre intérieur avec un resserrement des spires ne nuisant pas à la tonalité. Le résultat a été obtenu en modifiant un peu le profil du sillon, ce qui a permis de faire des disques de 15 % de diamètre durant trois minutes. Leur prix de vente serait de 1 dollar la douzaine, ce qui constituerait le record du bon marché.

Il est probable que nous allons assister, par suite de l'apparition de ces disques nouveaux, à une baisse très sensible des prix qui mettra le phonographe à portée de toutes les bourses. Si le disque est cher, c'est parce qu'il est constitué d'une forte proportion de gomme laque, matière chère. On diminuera le prix de revient et le prix de vente possible en diminuant les dimensions, épaisseur et diamètre.

Il est possible aussi que nous voyions avant peu sur le marché des disques faits de matières nouvelles (acétate de cellulose ou résines synthétiques) imprégnant un support particulier, comme le carton mince. Ces disques allieraient à un bas prix de revient l'avantage d'être absolument incassables et fort légers.

Quelque intéressantes que puissent être ces nouveautés, elles ne peuvent apporter aucun bouleversement dans nos procédés et nos techniques. Il n'en est aucunement de même des formes nouvelles d'enregistrement, que l'on peut dès maintenant envisager.

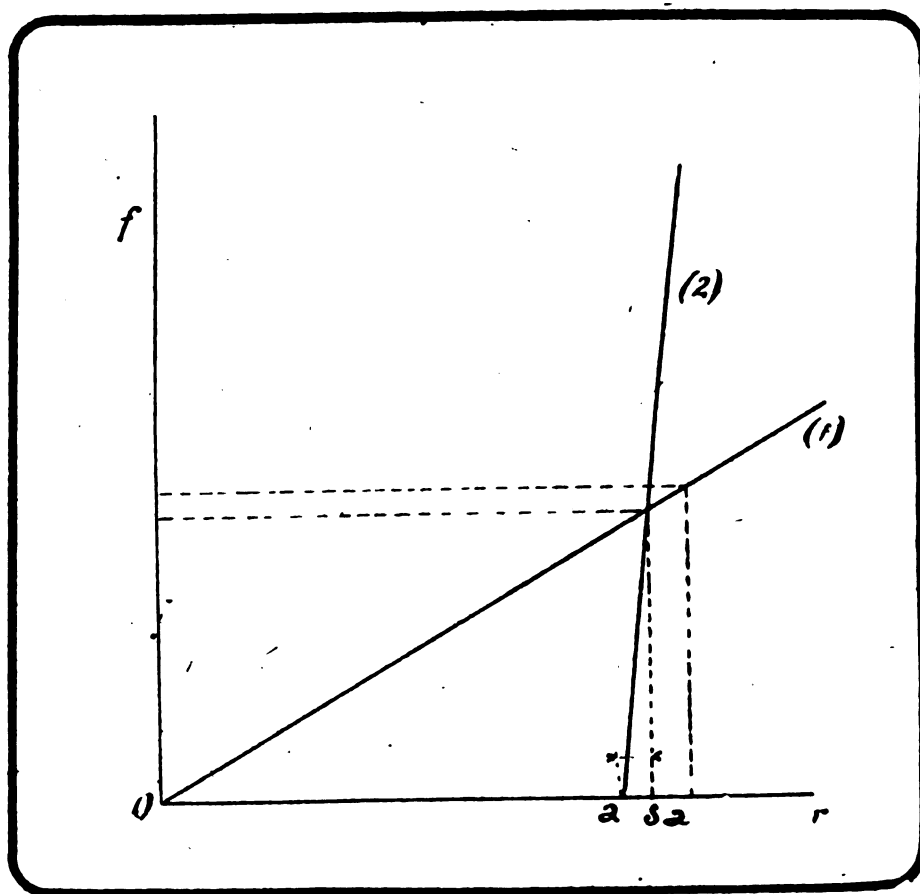


Fig. 7

L'enregistrement optique sur film constitue un de ces procédés nouveaux. Son avenir est forcément limité par le prix de revient élevé de la matière à enregistrer et de l'appareil reproducteur ; pourtant, nul ne peut savoir s'il ne sera pas un concurrent très sérieux du disque dans les salles de cinéma. Cette éventualité est assez probable pour que de puissantes firmes phonographiques dépensent des capitaux élevés pour l'étude du film sonore et acquièrent méthodiquement les brevets principaux sur la question.

On a parlé beaucoup, ces temps-ci, publicité peut-être un peu hâtive, de l'enregistrement magnétique sur fil d'acier. Nous voyons ainsi revenir sur l'eau une idée de Poulsen datant de plus de vingt ans. Quelque intéressant qu'en soit le principe, je ne crois pas que la qualité des aciers que la sidérurgie met à notre disposition permette des résultats pratiques.

Ce n'est pas là tout. L'enregistrement magnétique, envisagé sous une forme très différente, peut nous réserver

des surprises ; des recherches du plus haut intérêt sont faites actuellement dans ce sens. Et qui sait si quelque amateur, si quelque non-technicien, travaillant en dehors des laboratoires, loin des idées préconçues et des sentiers battus, ne nous apporteront pas un jour une sensationnelle nouveauté ? Qui sait si, utilisant des progrès nouveaux de la science, nous ne verrons pas s'ajouter à l'enregistrement mécanique, optique, magnétique, un enregistrement, par exemple, chimique ? Que tout change, que tout se modifie, que tout évolue, c'est la loi de nature, dans ce domaine comme dans tous les domaines, et, à notre époque où tout progrès se précipite, rien ne saurait nous étonner. Pourtant, souvenons-nous que la science ne procède pas comme le voudraient les passions humaines. Ses constructions nouvelles, elle les érige auprès des édifices du passé, modifiant, élargissant sans cesse les perspectives, mais n'oubliant jamais que le progrès d'hier est l'appui nécessaire du progrès de demain.

AMPLIFICATION ET CARACTÉRISTIQUES

(Suite)

par P. OLINET

■ ■ ■ ■ ■

Généralités

DANS un premier article, j'ai commencé par donner les définitions des constantes de la lampe sur les courbes caractéristiques. J'ai ensuite étudié comment varie l'amplification en fonction du système de liaison adopté entre étages.

J'ai établi un certain nombre de formules qui sont rappelées ci-dessous :

Liaison par résistance :

$$A = K \frac{B}{R + \rho}$$

Liaison par self-inductance :

$$A = \frac{R L \omega}{\sqrt{(\rho + R)^2 + L^2 \omega^2}}$$

Liaison par circuit accordé (résonance) :

$$A = \frac{K L}{\sqrt{\rho^2 C^2 \left(L \omega - \frac{1}{C \omega} \right)^2 + L^2}}$$

Liaison par transformateur désaccordé :

$$A = \frac{a K}{\left(1 + a^2 \frac{\rho}{r} \right)}$$

Liaison par transformateur accordé :

$$A = \frac{K \rho \omega \sqrt{L_1 L_2}}{\sqrt{\rho^2 + L_1^2 \omega^2}}$$

expressions dans lesquelles :

A représente le facteur d'amplification défini par le rapport de la tension aux bornes du circuit d'utilisation à la tension d'excitation.

K, coefficient d'amplification du tube dans les conditions de fonctionnement envisagées.

R, résistance ohmique du circuit d'utilisation.

ρ , résistance interne filament-plaque.

L, coefficient de self-induction de l'utilisation.

ω , pulsation de la tension d'excitation.

C, capacité d'accord du circuit d'utilisation.

a, rapport de transformation.

r, résistance du second circuit de grille.

p, coefficient de couplage

$$(M = p \sqrt{L_1 L_2})$$

L_1 , coefficient de self-induction du circuit primaire.

L_2 , coefficient de self-induction du circuit secondaire.

Ceci m'a conduit aux conclusions générales suivantes :

1) La liaison par impédance-résistance se caractérise par le fait que le facteur d'amplification est inférieur à R.

2) Au contraire, dans la liaison par transformateur on a :

$$A > K$$

3) Les tubes devront avoir :

Grand facteur d'amplification K.

Petite résistance interne de plaque ρ .

Or l'étude des tubes à vide montre qu'au contraire R et ρ augmentent simultanément ; il faut donc choisir un compromis.

Mais ceci n'est pas suffisant. Nous avons pris pour valeur de K et ρ celles déduites des caractéristiques statiques ; à quoi ceci correspond-il ? C'est ce que nous allons examiner maintenant. *A priori*, la majorité des amateurs sont assez étonnés quand on leur fait remarquer que le tube ne donne presque jamais l'amplification annoncée par suite :

Du système de liaison,

Des dérivations dues aux capacités.

Il est important, au moment de la mise au point des lampes à très grand coefficient d'amplification, de bien préciser cette question.

D'ailleurs, une remarque essentielle qu'amènent les études sur la T. S. F. consiste dans le caractère de complexité et de mystère que revêt cette science. C'est là la raison qui pousse à étudier les phénomènes de très près, à les préciser pour le lecteur qu'aucune étude spéciale n'a préparé à cela. Ceci est d'autant plus important que, rarement, une science a été aussi rapidement et profondément divulguée que celle-ci.

Pour en revenir à mon sujet, doit-on considérer que la lampe travaille de la même manière, dans les mêmes limites, quelle que soit la nature des organes intercalés dans le circuit de plaque ? En un mot, quelles sont les significations des constantes indiquées par le constructeur ou relevées par les méthodes indiquées plus haut, quand le système de liaison varie. Nous verrons qu'il y a des cas où ceci est vrai, mais il s'en faut de beaucoup que ce soit d'une manière générale.

Remarques sur le fonctionnement

La tension de grille varie dans certaines limites ; c'est à ce point que je veux tout d'abord m'arrêter. En effet, on ne peut parler de coefficient d'amplification, de résistance de plaque que si le point de fonctionnement est dans la partie rectiligne de la caractéristique. C'est dans un tel domaine que ces quantités sont réellement des constantes ; si l'amplitude de la tension de grille devient plus grande, le point de fonctionnement parviendra dans les parties courbes ; il y aura distorsion, détection, etc.

A partir de ce moment, les facteurs K, ρ et S sont essentiellement variables ; c'est ce fait qui limite l'amplitude des oscillations dans un émetteur à auto-excitation, dans les récepteurs à super-réaction.

Cette toute petite parenthèse montre déjà au lecteur combien on est conduit

à une notion fautive en n'entrevoiant les valeurs de R , ρ et S que comme définies par les données géométriques du tube. En effet, elles sont essentiellement fonction du point de fonctionnement ; on peut déjà distinguer deux catégories de valeurs pour ces données.

1° Liaison de résistance.

Etant donné que la presque totalité des systèmes de liaison examinés pourront se ramener à ce cas, je veux l'étudier en détail. Le coefficient d'amplification d'un tel montage est

$$A = K \frac{R}{R + \rho}$$

Mais quelles sont exactement les valeurs à prendre pour K et ρ par rapport au constant K_0 et ρ_0 correspondant à la caractéristique relevée en courant continu ?

J'ai montré, au cours du premier article, sur un certain nombre d'exemples, que la relation

$$K = S \rho \quad (1)$$

(expression où S est la pente de la caractéristique définie par

$$S = \frac{dj}{du} \quad (2)$$

dj : variation du courant de plaque.

du : variation de la tension de grille).

que cette relation, dis-je, était exacte. Nous allons maintenant montrer à quoi correspond pour une lampe le fait d'intercaler une impédance dans le circuit de plaque et nous allons retrouver sous d'autres formes, sans doute plus vivantes, les conclusions obtenues précédemment.

L'équation (2) donne facilement en posant

$$\begin{aligned} \frac{dj}{du} &= j \\ du &= \omega \\ Su &= j \end{aligned} \quad (3)$$

Dans le cas présent, on a, comme on l'a vu précédemment

$$j = \frac{K\omega}{R + \rho}$$

Dorénavant, les constantes relatives aux courbes caractéristiques en courant continu seront affectées de l'indice zéro. On aura donc ici

$$j = u \frac{K_0}{R + \rho_0}$$

On en conclut par analogie avec (3)

$$j = Su$$

d'où

$$S = \frac{K_0}{R + \rho_0}$$

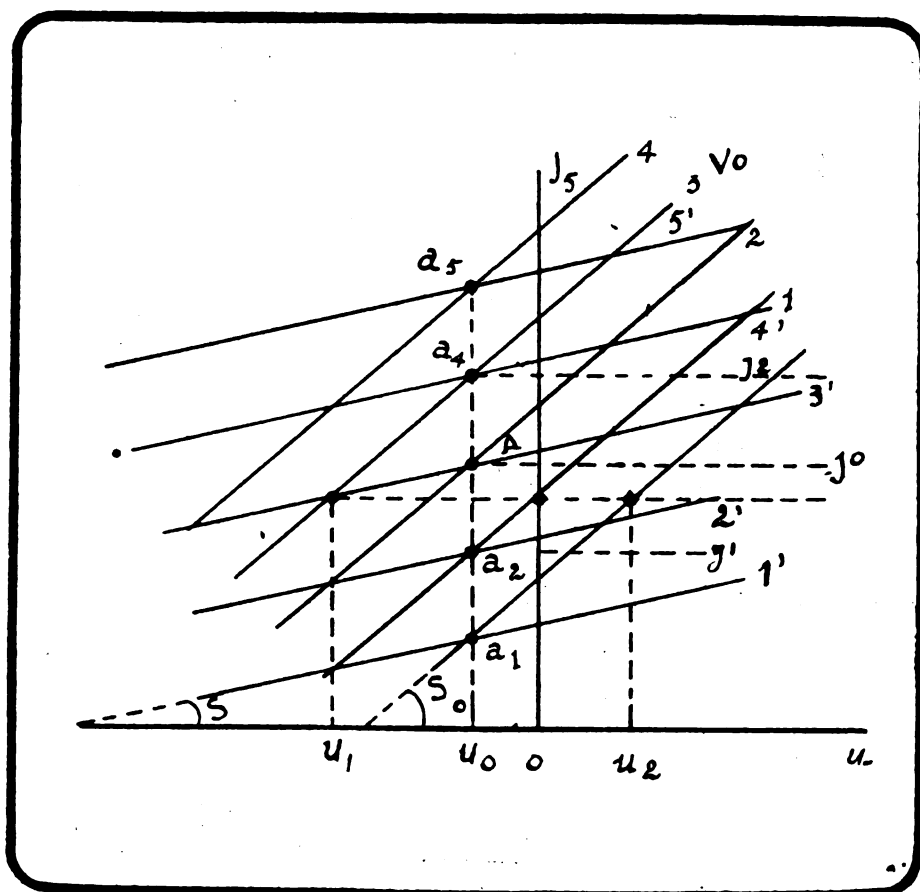


Fig. 1.

Mais on aurait, de même :

$$S_0 = \frac{K_0}{\rho_0}$$

Il saute aux yeux que l'on a :

$$S_0 > S$$

Mais (fig. 1) S représente la tangente de l'angle entre la caractéristique et l'axe des ω . La caractéristique, quand on a une résistance intercalée dans le circuit de plaque, est donc plus inclinée sur l'axe des ω . Elle passe évidemment toujours par le point de fonctionnement au repos défini par v_0 , u_0 , j_0 . Considérons maintenant un faisceau de caractéristiques 1, 2, 3, 4, 5 où tout au moins les parties rectilignes parallèles.

Une première remarque est relative à la variation de S en fonction de R ; quand R est nul, on a évidemment :

$$S = S_0$$

Lorsque R est infini (circuit de plaque ouvert), on a :

$$S = 0$$

mais l'expression

$$S_0 > S$$

ne nous permet pas de définir comment ont varié respectivement K et ρ . Ceci

est pourtant intéressant. Pour ne pas surcharger les figures, je n'ai pas représenté les constructions sur la figure 1 ; le lecteur pourra se reporter à la figure 1 de la première partie de cet article.

Je supposerai qu'on opérera toujours avec une variation du fixe de la tension de grille et une valeur u_0 constante. Pour obtenir le faisceau de caractéristiques de travail correspondant à 1 2 3 4 5, il faut rabattre à angle correspondant à S les courbes autour des points, d'abscisse, u_0 soit a_1 , a_2 , a_3 , a_4 , a_5 et on obtient le faisceau 1' 2' 3' 4' 5'. Ceci est aisé à comprendre.

C'est sur ce faisceau que nous allons comparer R et R_0 , ρ et ρ_0 . Etant donné que

$$K = \frac{dv}{du} (du = u_2 - u_1)$$

du étant le même dans les deux cas, on remarque que u variant de u_2 à u_1 , la tension de plaque, pour une intensité donnée du courant varie :

pour K_0 de 4 à 1 (dans la construction faite),

pour K de 3 à la moitié entre 2 et 3.

On en conclut que K diminue.

Première conclusion : Le fait d'intercaler une résistance dans le circuit

de plaque fait tomber le facteur d'amplification et ceci d'autant plus que S est petit, donc que R est grand. Ceci est important à retenir dans le cas des lampes à grand coefficient d'amplification. A remarquer, au contraire, que A augmente avec R . Alors? On retrouve les mêmes contradictions qu'auparavant où on a vu que le fonctionnement idéal correspondrait à une grande valeur de K et une petite de ρ . Tout se passe donc comme si on employait, du point de vue du fonctionnement intérieur, un tube ayant un facteur d'amplification plus petit. Il faut donc employer des tubes ayant de grandes valeurs de K .

Il ne faut considérer les formules donnant A comme identiques à ce que nous étudions en ce moment; ceci est un complément à ce que nous avons déjà parcouru.

Sur le faisceau on remarque aussi que :

$$\rho = \frac{dv}{dj} \text{ pour } u \text{ constant.}$$

Dans ce cas, on aurait pour une même variation de j ($j_2 - j_1$).

Pour ρ_0 une variation de v de 1,5 à 3,5.

Pour ρ , une variation de 2 à 4.

On en conclut donc que ρ reste constant.

On pouvait d'ailleurs s'attendre à ce résultat. En effet, les caractéristiques pivotent autour des points de fonctionnement définis par l'alimentation du poste en courant continu; ceci est évident puisque nous maintenons constantes les polarisations des électrodes. Donc, la distance entre les points A et a , etc., correspondant à une variation dv est constant quelle que soit la famille de caractéristiques sur laquelle on se déplace. Ce résultat est intéressant.

Deuxième conclusion : Le fait d'intercaler une résistance dans le circuit de plaque n'influe pas sur ρ .

On peut observer la variation de R à une autre manière. En coupant le réseau par une droite parallèle à l'axe des ω on remarque qu'elle coupe deux droites consécutives dans chaque famille par des vecteurs plus longs sur la partie 1' 2' 3', etc. que sur celle 1 2 3. On conclut bien que R diminue puis-que du augmente.

Par conséquent, dans le cas de la liaison par résistance :

S diminue quand R augmente.

K diminue dans le même cas.

Pratiquement, on en conclut qu'il n'y a pas intérêt à augmenter A outre mesure.

Il faut bien s'entendre sur un fait. La valeur du *facteur d'amplification à employer* est R , et non R_0 (dans la formule de A). Ceci est évident, mais il vaut mieux le préciser une fois pour toutes. Donc finalement :

On a une chute du facteur d'amplification due aux variations de la tension de plaque qui n'est pas toujours égale à celle d'alimentation (raison physique de la chute), cette inégalité dans le temps se traduit par une chute de R d'autant plus grande que les amplitudes des variations sont plus grandes.

A semble augmenter avec R en restant toujours inférieur à K , donc *a fortiori* on a K_0 . Mais du fait que K_0 varie avec R on a :

$$A = f(R) \frac{R}{R + \rho}$$

Le second facteur augmente avec R , mais le premier diminue, avons-nous vu; par suite, on conçoit l'existence d'une limite ou d'un maximum.

Nous avons vu que l'on avait :

$$A = K \frac{R}{R + \rho}$$

Il nous faut calculer K en fonction de K_0 . On a successivement :

$$S = \frac{K_0}{R + \rho} \quad S_0 = \frac{K_0}{\rho}$$

d'où

$$S = \frac{SK}{\rho} \quad \text{et} \quad \frac{K_0}{R + \rho} = \frac{K}{\rho}$$

et enfin

$$K = K_0 \frac{\rho}{R + \rho}$$

On a donc comme expression de A :

$$A = K_0 \frac{\rho R}{(R + \rho)^2}$$

Il est facile de se rendre compte que A comporte un maximum en fonction de R , on a en effet :

$$\begin{array}{ll} \text{pour } R = 0 & A = 0 \\ \text{pour } R = \infty & A = 0. \end{array}$$

En calculant la dérivée, on trouve que le maximum a lieu pour :

$$\rho = R.$$

C'est la condition de puissance maxima d'un alternateur débitant sur un circuit extérieur R . D'autres considérations plus complètes poussent à augmenter un peu R , mais cet aspect inconnu de la question m'a poussé à le traiter ici assez en détails.

Comme cette question importante est terminée, nous allons continuer

l'examen de la suite des systèmes de liaison.

2° Liaison par self-inductance

Dans tout ce qui va suivre, les conclusions seront plus complexes à déduire, car :

La tension et le courant ne seront plus en phase et la courbe de fonctionnement ne sera plus toujours une droite.

Ceci se traduira par une ellipse au lieu d'une droite; pour simplifier, je prendrai son grand axe comme caractéristique.

Dans le problème précédent, comme dans la suite, si Z est l'impédance de liaison, il y a différents cas possibles. Pour la catégorie impédance-résistance on peut avoir :

$$\rho \leq Z$$

Si $\rho < Z$, on a :

$$A = K_0 \frac{\rho}{R}$$

et les conclusions subsistent.

Si $\rho > Z$, comme cela a lieu dans l'utilisation de lampes modernes au dernier étage, celui qui débite sur le haut-parleur, on a :

$$A = K_0 \frac{R}{\rho}.$$

et les conclusions sont faciles à tirer.

De toute manière, A est différent de K_0 et inférieur.

Dans la liaison à impédance, nous avons vu que l'on avait

$$j = \frac{K_0 u}{\sqrt{(\rho + R)^2 + L^2 \omega^2}}$$

Pour supprimer la chute de tension dans le système de liaison, on a toujours :

$$\rho \gg R$$

d'où

$$j = \frac{K_0 \omega}{\sqrt{\rho^2 + L^2 \omega^2}}$$

En suivant une marche analogue à la précédente, il vient, en faisant cas de la formule complète :

$$S = \frac{K_0}{\sqrt{(R + \rho)^2 + L^2 \omega^2}}$$

En annulant L ou ω , on retrouve la formule précédente. Le grand axe de l'ellipse dû au déphasage

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{L \omega}{R}$$

le grand axe a une pente :

$$S = \frac{K_0}{\sqrt{(R + \rho)^2 + L^2 \omega^2}}$$

et diminue quand L augmente.

Ce qui nous intéresse, c'est la variation avec L et ω . On a là une source de distorsion, en supposant la self-inductance sans capacité et dénuée de toute résonance, source qui semble alors ignorée.

Pour les raisons ci-dessus énoncées, on a :

$$\rho = \text{constante.}$$

On en conclut que :

$$S_0 > S_1$$

donc que le facteur d'amplification diminue.

Nous avons vu que l'on avait :

$$A = K_0 \frac{L\omega}{\sqrt{(\rho + R)^2 + L^2 \omega^2}}$$

Il semble intéressant de calculer K comme nous l'avons fait dans le cas précédent. On a, avec la formule simplifiée :

$$S = \frac{K_0}{\sqrt{\rho^2 + L^2 \omega^2}} \quad S_0 = \frac{K_0}{\rho}$$

d'où

$$K = \rho S = \rho \frac{K_0}{\sqrt{\rho^2 + L^2 \omega^2}}$$

d'où

$$K = K_0 \frac{\rho}{\sqrt{\rho^2 + L^2 \omega^2}}$$

On a donc, d'une part :

$$K < K_0$$

comme dans le cas de la liaison par résistance. D'autre part, l'expression de A devient :

$$A = K_0 \frac{L\omega\rho}{\rho^2 + L^2 \omega^2}$$

expression qu'on reconnaît bien comme homogène.

Il est intéressant, puisque nous avons déjà étudié la question pour le cas précédent, de ne l'entrevoir que du point de vue des variations en fonctions de L et ω .

Du point de vue du coefficient de self-induction de l'enroulement, on remarquera tout d'abord que l'expression n'est pas identique à celle obtenue pour une résistance. Ensuite, quand L croît, on remarque que A passe par un maximum. Celui-ci a lieu pour :

$$L\omega = \rho$$

toutes choses égales par ailleurs. La condition est absolument analogue à celle trouvée précédemment.

De même, et ceci est beaucoup important, A passe par un maximum, en effet,

$$\text{pour } \omega = 0 \quad A = 0$$

$$\text{pour } \omega = \infty \quad A = 0$$

Cette pseudo-résonance est passée souvent inaperçue et existe bien. Elle a lieu pour :

$$\omega = \frac{\rho}{L}$$

Je ferai remarquer que l'expression

$\frac{\rho}{L}$ est bien homogène à une pulsation ; l'expression

$$\rho = L\omega$$

étant homogène. Dans le système électromagnétique :

ρ est homogène à LT^{-1} .

L est homogène à L.

d'où :

$$\omega = \frac{\rho}{L} = \frac{LT^{-1}}{L} = T^{-1}$$

Ce phénomène de distorsion m'a paru intéressant. Ceci mériterait une démonstration physique détaillée. Je livre ceci à la sagacité du lecteur.

3° Liaison par circuit accordé

Dans tout ce qui va suivre on aura toujours, si Z est l'impédance intercalée dans le circuit de plaque de la lampe :

$$j = \frac{K\omega}{\sqrt{\rho^2 + Z^2}}$$

d'où, en tenant compte des enseignements déjà tirés et de la formule :

$$j = Su$$

$$S = \frac{K}{\sqrt{\rho^2 + Z^2}}$$

J'ai montré, d'autre part, que l'on avait :

$$A = K \frac{Z}{\sqrt{Z^2 + \rho^2}}$$

On a finalement, comme on s'en rend compte aisément :

$$A = K_0 \frac{Z\rho}{Z^2 + \rho^2}$$

En supposant l'accord réalisé, c'est-à-dire que :

$$LC\omega^2 = 1$$

puisque c'est là qu'il y a le maximum d'amplification (je n'ai pas la prétention de tout étudier et donc le fonctionnement en désaccord qui se ramène au cas précédent, on a une capacité suivant la position de l'onde transmise par rapport à celle propre, on aura :

$$Z = \frac{1}{RC\omega} \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}$$

mais, comme je l'ai déjà montré :

$$R \ll L\omega$$

On a donc

$$Z = \frac{L}{RC}$$

On en conclut qu'un circuit oscillant accordé intercalé dans le circuit de plaque d'une lampe se comporte comme une résistance :

$$R' = \frac{L}{RC}$$

L'angle de phase est nul et la caractéristique de travail est une droite, comme dans le premier cas, et on peut assimiler complètement ce montage à celui déjà étudié en posant comme valeur de la résistance de plaque :

$$R' = \frac{L}{RC}$$

Il est à remarquer que l'on a aussi

$$R' = \frac{L^2 \omega^2}{R}$$

La résistance équivalente varie donc avec la pulsation et surtout avec les constantes de composition du circuit oscillant. Ce fait a souvent été signalé et je n'insiste pas plus.

4° Liaison pour transformateur désaccordé

En reprenant les notations et les équations posées précédemment et que je rappelle ci-dessous, on arrive rapidement au résultat cherché. On a :

$$u_2 = av_1 \quad (1)$$

$$u_2 = ri_2 \quad (2)$$

$$j = ai_2 \quad (3)$$

$$v_1 = K_0 u - \rho j \quad (4)$$

et on tire :

$$2j = a^2 (K_0 u - \rho j) \quad (5)$$

et enfin :

$$j = \frac{a^2 K_0}{r + a^2 \rho} u \quad (6)$$

Comme nous l'avons maintes fois vu aujourd'hui :

$$S = \frac{a^2 K_0}{r + a^2 \rho}$$

Par la même voie, nous obtenons :

$$S = \frac{K}{\rho} = \frac{a^2 K_0}{r + a^2 \rho}$$

La relation qui lie K et K_0 est donc, dans ce cas :

$$K = K_0 \frac{a^2 \rho}{r + a^2 \rho}$$

Comme nous l'avons toujours constaté jusqu'à présent :

$$K < K_0$$

La caractéristique de travail est essentiellement différente de celle statique ; elle est obtenue par pivotement de celle-ci autour du point de fonctionnement d'un angle tel que la pente soit S après la rotation, S étant défini par l'équation ci-dessus.

Nous avons ici un angle à déphasage entre la tension et le courant et le point de fonctionnement décrit non une droite, mais une ellipse comme pour l'inductance. Le sens de rotation est celui inverse du sens des aiguilles d'une montre.

Dans le cas maximum où :

$$a^2 = \frac{r}{\rho}$$

on a :

$$K = K_0 \frac{a^2 \rho}{2}$$

5° Liaison par transformateur accordé

J'ai montré que, étant donné certaines hypothèses fort légitimes, on aura, en supprimant le condensateur d'accord du circuit secondaire :

$$j = \frac{Ku}{\sqrt{\rho^2 + L_1^2 \omega^2}}$$

Cette formule, et ce cas, comme je l'ai montré, est absolument identique à celle discutée précédemment. Je n'y insisterai donc pas.

Dans le cas où, au contraire, on aura une capacité C_2 d'accord du secondaire, le problème est un peu différent et particulièrement passionnant en ces temps où ce mode de liaison fait fureur dans les amplificateurs à moyenne fréquence de tous les changeurs.

La figure 2 représente le montage

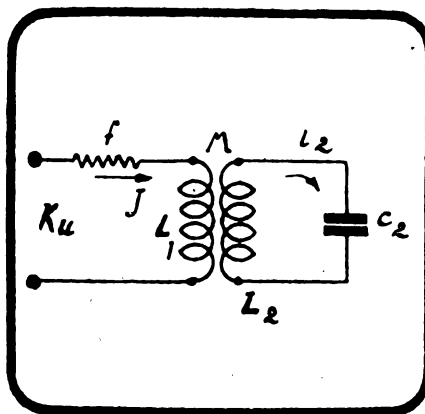


Fig. 2

schématisé. Les équations de chaque circuit donnent facilement :

$$M \omega i_2 + j \sqrt{\rho^2 + L_1^2 \omega^2} = Ku \quad (1)$$

$$M \omega j = i_2 \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right) \quad (2)$$

en tirant i_2 de (2)

$$i_2 = \frac{M \omega}{L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega}} j$$

et en portant dans (1), il vient :

$$\frac{M^2 \omega^2}{L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega}} j + j \sqrt{\rho^2 + L_1^2 \omega^2} = Ku$$

d'où :

$$j \left[\frac{M^2 \omega^2}{L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega}} + \sqrt{\rho^2 + L_1^2 \omega^2} \right] = Ku$$

On constate immédiatement* que, en supposant l'accord secondaire réalisé avec un circuit ayant des pertes nulles, j serait nul ; ce serait le bouchon idéal et parfait.

On tire :

$$j = K_0 u \frac{L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega}}{M^2 \omega^2 + \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right) \sqrt{\rho^2 + L_1^2 \omega^2}}$$

toutes simplifications faites.

On a donc :

$$S = K_0 \frac{L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega}}{M^2 \omega^2 + \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right) \sqrt{\rho^2 + L_1^2 \omega^2}} \\ = K_0 \frac{LC \omega^2 - 1}{M^2 C \omega^2 + (LC \omega^2 - 1) \sqrt{\rho^2 + L_1^2 \omega^2}}$$

Un raisonnement analogue à ceux que nous avons déjà faits plusieurs fois, nous conduit à :

$$K = K_0 \frac{LC \omega^2 - 1}{M^2 C \omega^2 + (LC \omega^2 - 1) \sqrt{\rho^2 + L_1^2 \omega^2}}$$

Un examen rapide de la question montre que

$$\text{pour } \omega = 0 \quad K = K_0 \\ \omega = \infty \quad K = 0$$

Par suite, comme dans tous les cas que nous avons déjà rencontrés ce soir, K est toujours inférieur à K_0 , mais moins que pour les autres montages.

Conclusion

J'ai essayé au cours de ces trop courtes colonnes, de montrer que les constantes des lampes, sur lesquelles on a coutume de se baser pour la détermination des postes pouvaient se classer dans deux catégories :

1° La résistance interne — ρ — qui est constante, c'est-à-dire indépendante de la nature et de la composition du circuit d'utilisation.

2° Le facteur d'amplification qui est, au contraire, essentiellement variable dans ces conditions.

J'ai voulu dégager les notions de caractéristiques dynamiques ou en charge. Ce sont elles qui sont les plus importantes. Les difficultés de leur détermination feront l'objet d'un autre exposé.

■ ■ ■ ■ ■

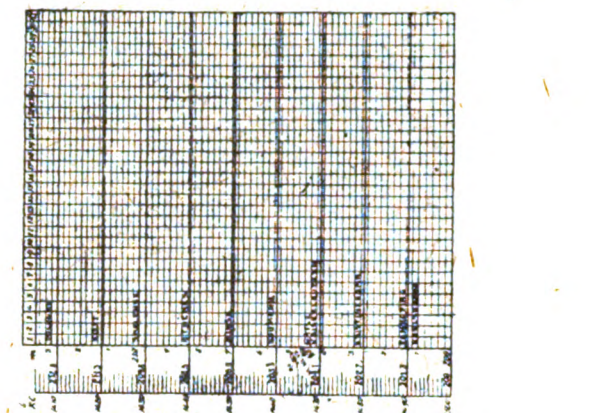
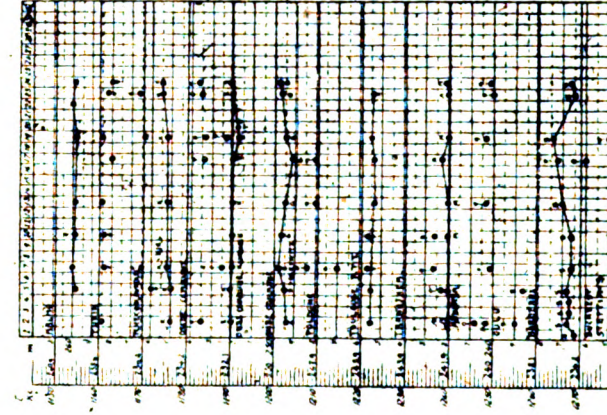
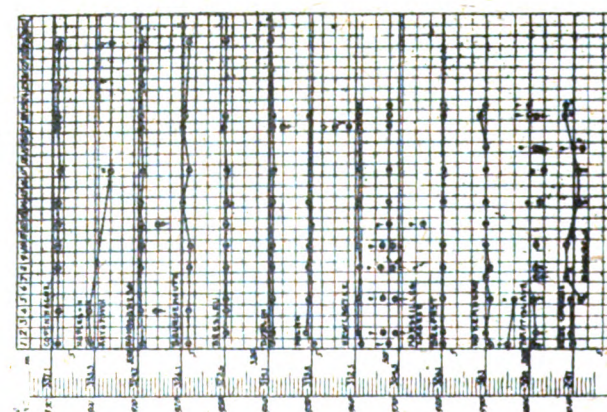
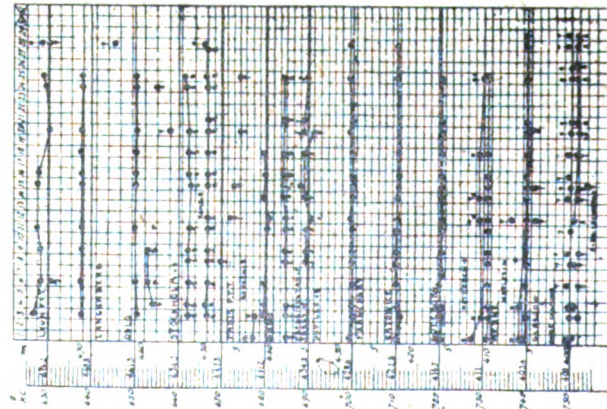
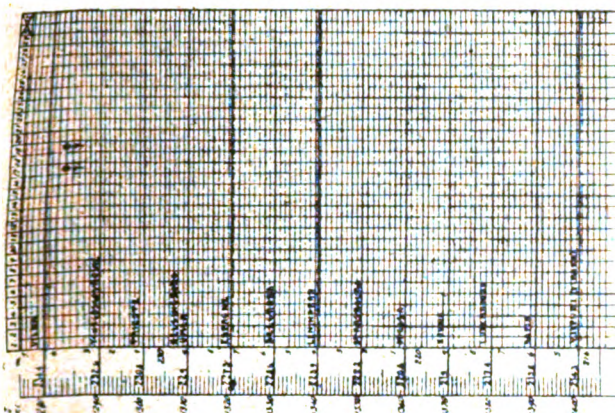
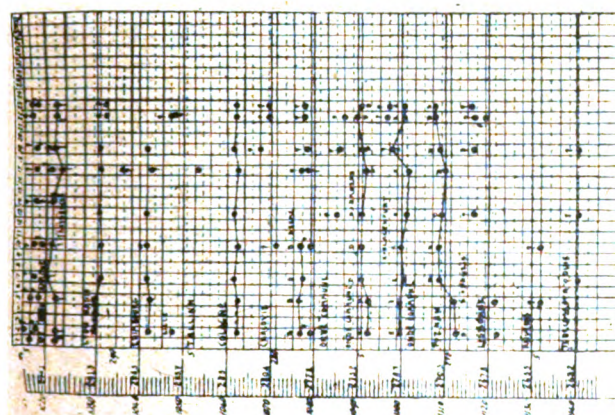
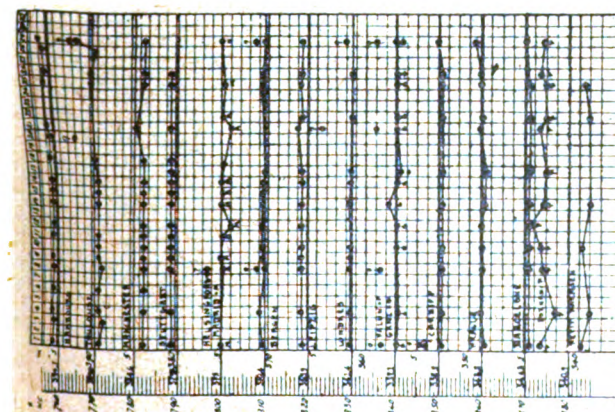
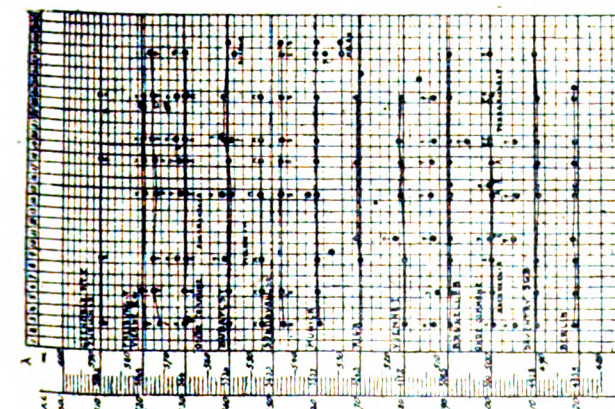
TABLEAU DE CONTROLE DES LONGUEURS D'ONDE

Ces mesures ont été faites par le
laboratoire de Bruxelles de l'*Union
Internationale de Radiophonie.*

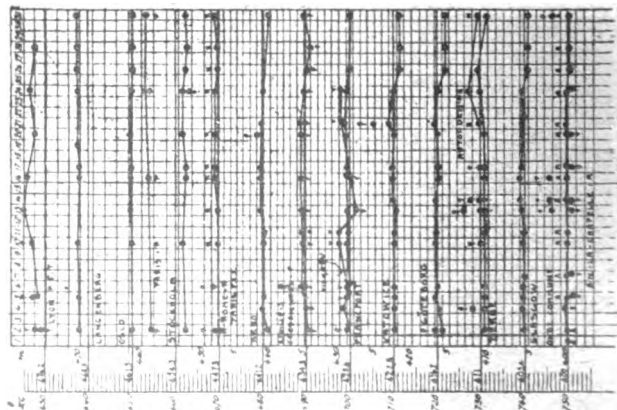
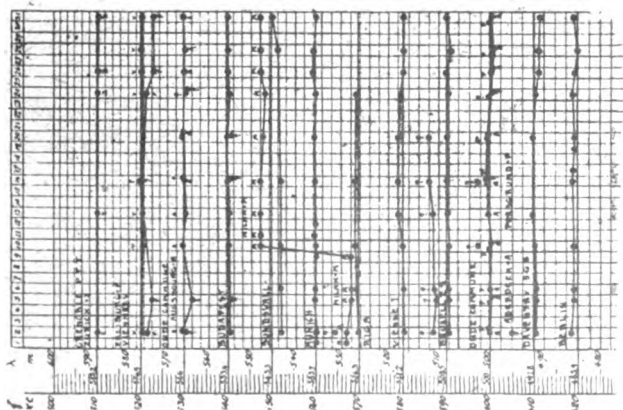
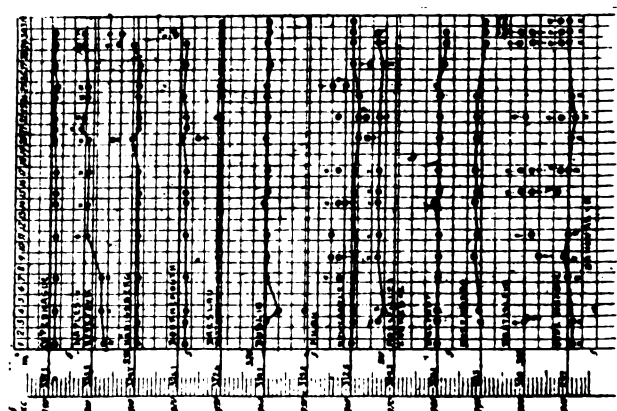
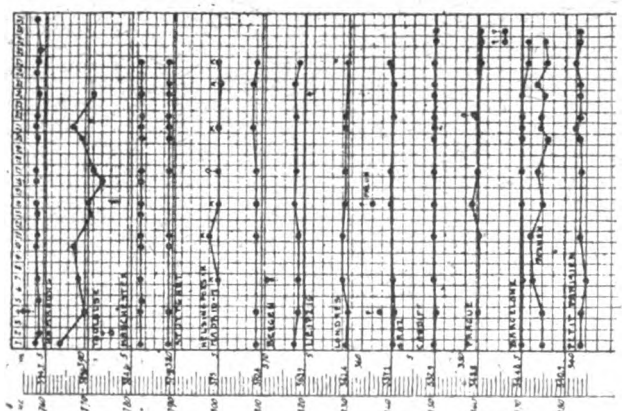
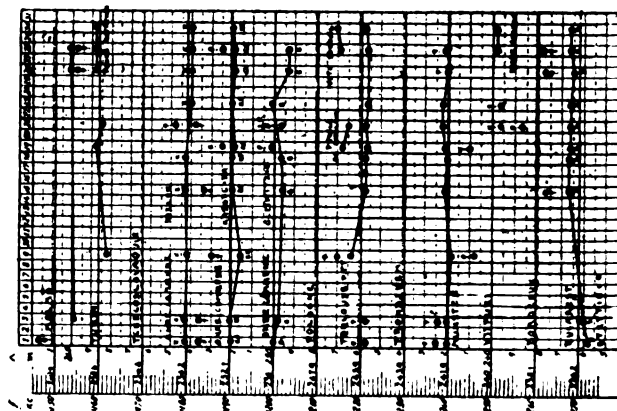
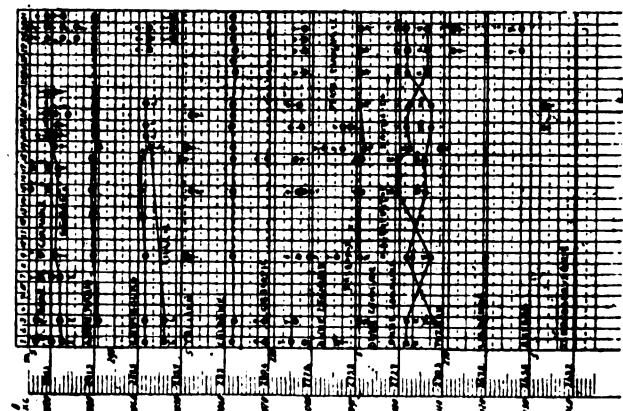
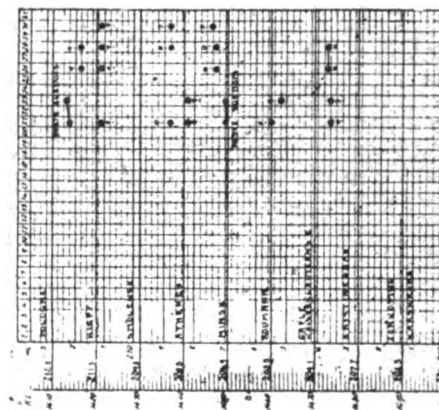
Janvier 1928 à Janvier 1929 inclus

N. B. — Le plan de Bruxelles est
entré en vigueur le 13 Janvier 1929.

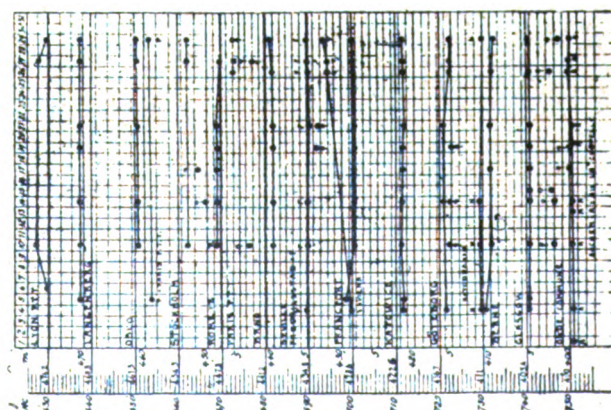
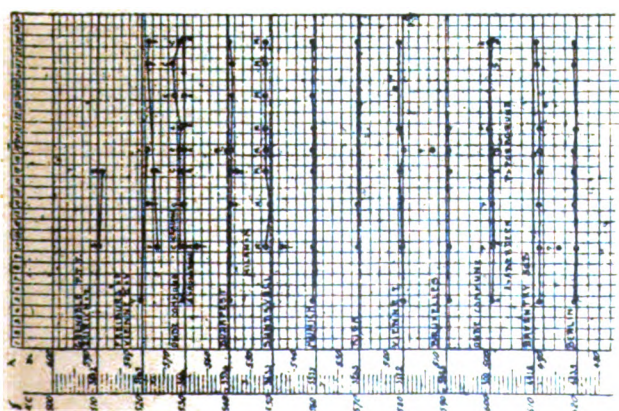
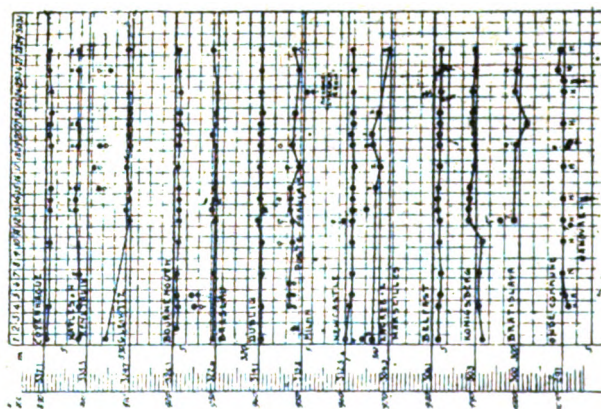
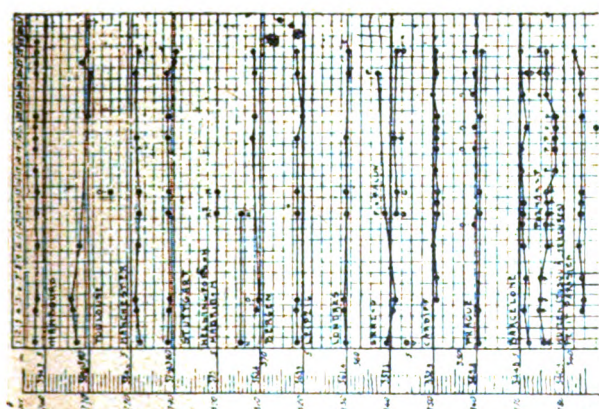
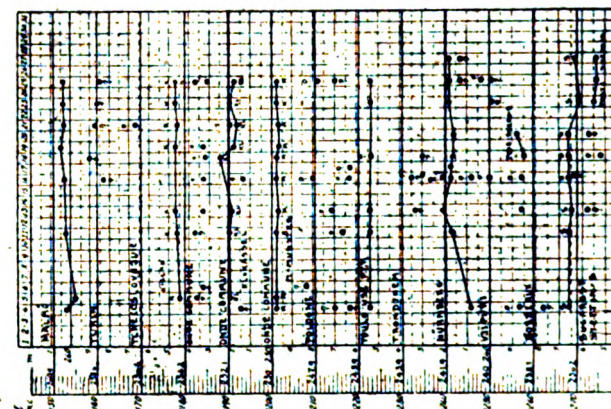
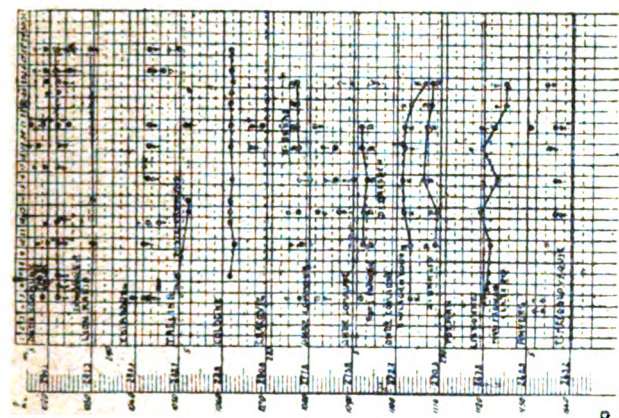
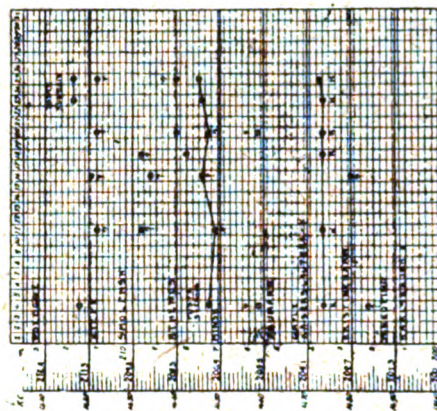
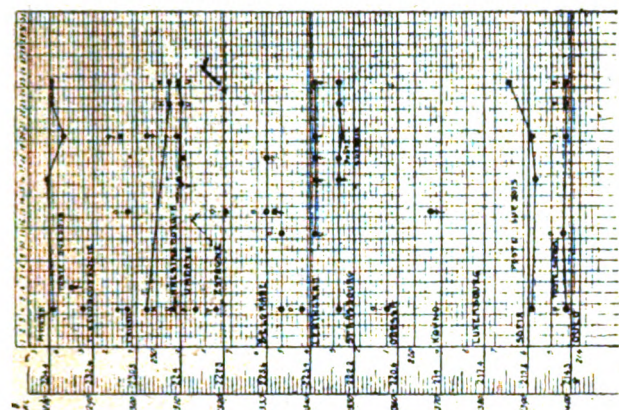
MESURES DE FÉVRIER 1928



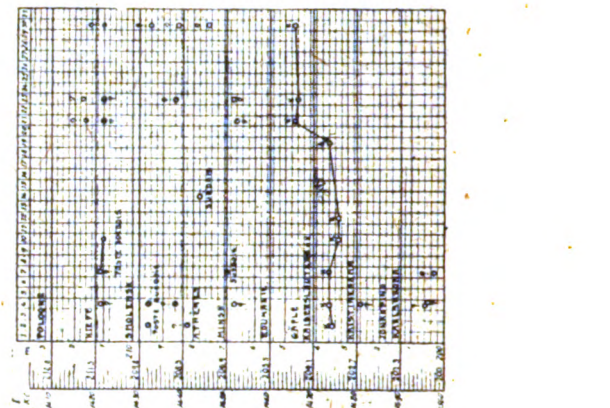
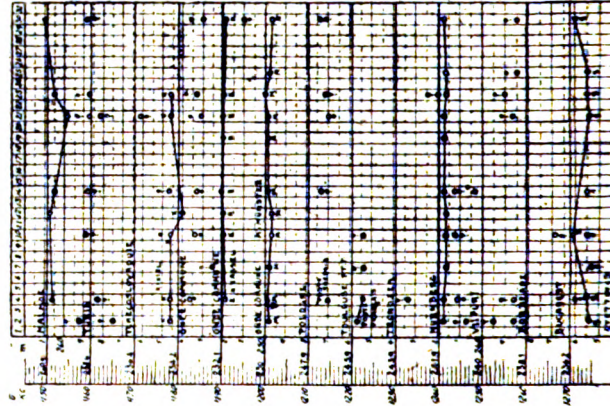
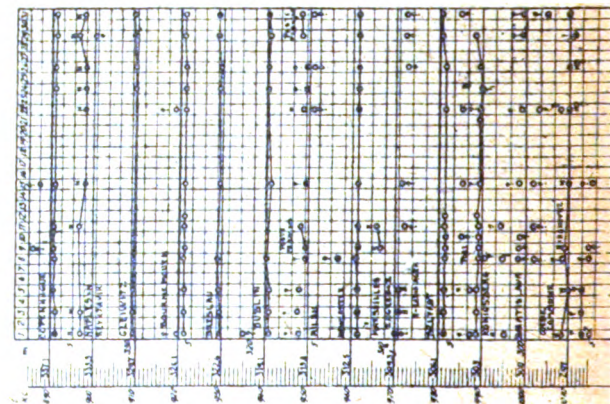
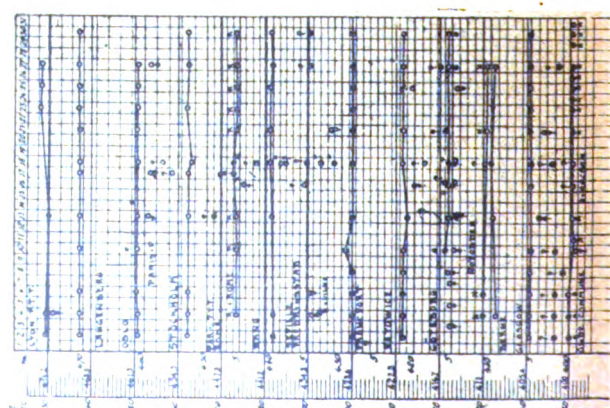
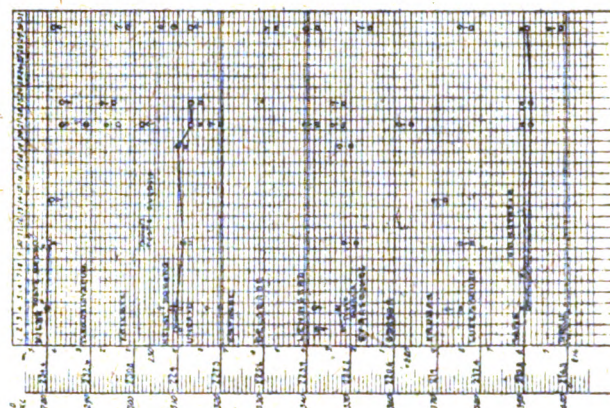
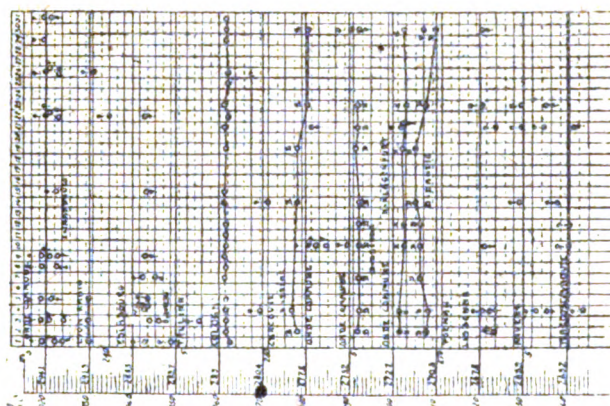
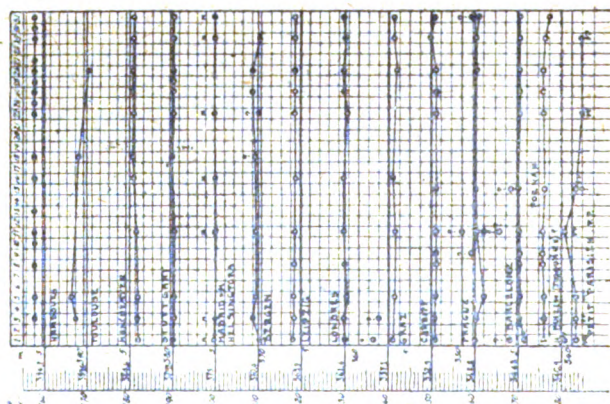
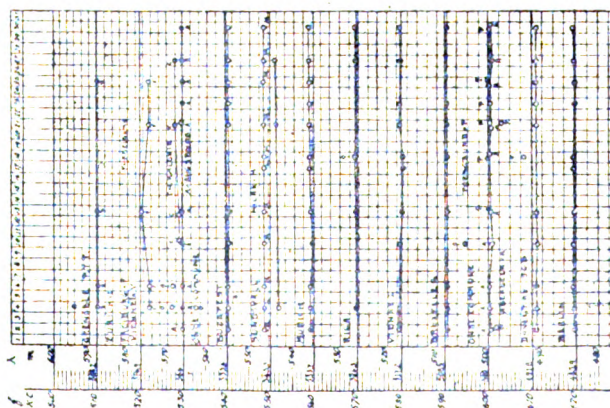
1. 2. 3. 4. 5. 6. 7. 8. 9. 10. 11. 12. 13. 14. 15. 16. 17. 18. 19. 20. 21. 22. 23. 24. 25. 26. 27. 28. 29. 30. 31. 32. 33. 34. 35. 36. 37. 38. 39. 40. 41. 42. 43. 44. 45. 46. 47. 48. 49. 50. 51. 52. 53. 54. 55. 56. 57. 58. 59. 60. 61. 62. 63. 64. 65. 66. 67. 68. 69. 70. 71. 72. 73. 74. 75. 76. 77. 78. 79. 80. 81. 82. 83. 84. 85. 86. 87. 88. 89. 90. 91. 92. 93. 94. 95. 96. 97. 98. 99. 100. 101. 102. 103. 104. 105. 106. 107. 108. 109. 110. 111. 112. 113. 114. 115. 116. 117. 118. 119. 120. 121. 122. 123. 124. 125. 126. 127. 128. 129. 130. 131. 132. 133. 134. 135. 136. 137. 138. 139. 140. 141. 142. 143. 144. 145. 146. 147. 148. 149. 150. 151. 152. 153. 154. 155. 156. 157. 158. 159. 160. 161. 162. 163. 164. 165. 166. 167. 168. 169. 170. 171. 172. 173. 174. 175. 176. 177. 178. 179. 180. 181. 182. 183. 184. 185. 186. 187. 188. 189. 190. 191. 192. 193. 194. 195. 196. 197. 198. 199. 200. 201. 202. 203. 204. 205. 206. 207. 208. 209. 210. 211. 212. 213. 214. 215. 216. 217. 218. 219. 220. 221. 222. 223. 224. 225. 226. 227. 228. 229. 230. 231. 232. 233. 234. 235. 236. 237. 238. 239. 240. 241. 242. 243. 244. 245. 246. 247. 248. 249. 250. 251. 252. 253. 254. 255. 256. 257. 258. 259. 260. 261. 262. 263. 264. 265. 266. 267. 268. 269. 270. 271. 272. 273. 274. 275. 276. 277. 278. 279. 280. 281. 282. 283. 284. 285. 286. 287. 288. 289. 290. 291. 292. 293. 294. 295. 296. 297. 298. 299. 300. 301. 302. 303. 304. 305. 306. 307. 308. 309. 310. 311. 312. 313. 314. 315. 316. 317. 318. 319. 320. 321. 322. 323. 324. 325. 326. 327. 328. 329. 330. 331. 332. 333. 334. 335. 336. 337. 338. 339. 340. 341. 342. 343. 344. 345. 346. 347. 348. 349. 350. 351. 352. 353. 354. 355. 356. 357. 358. 359. 360. 361. 362. 363. 364. 365. 366. 367. 368. 369. 370. 371. 372. 373. 374. 375. 376. 377. 378. 379. 380. 381. 382. 383. 384. 385. 386. 387. 388. 389. 390. 391. 392. 393. 394. 395. 396. 397. 398. 399. 400. 401. 402. 403. 404. 405. 406. 407. 408. 409. 410. 411. 412. 413. 414. 415. 416. 417. 418. 419. 420. 421. 422. 423. 424. 425. 426. 427. 428. 429. 430. 431. 432. 433. 434. 435. 436. 437. 438. 439. 440. 441. 442. 443. 444. 445. 446. 447. 448. 449. 450. 451. 452. 453. 454. 455. 456. 457. 458. 459. 460. 461. 462. 463. 464. 465. 466. 467. 468. 469. 470. 471. 472. 473. 474. 475. 476. 477. 478. 479. 480. 481. 482. 483. 484. 485. 486. 487. 488. 489. 490. 491. 492. 493. 494. 495. 496. 497. 498. 499. 500. 501. 502. 503. 504. 505. 506. 507. 508. 509. 510. 511. 512. 513. 514. 515. 516. 517. 518. 519. 520. 521. 522. 523. 524. 525. 526. 527. 528. 529. 530. 531. 532. 533. 534. 535. 536. 537. 538. 539. 540. 541. 542. 543. 544. 545. 546. 547. 548. 549. 550. 551. 552. 553. 554. 555. 556. 557. 558. 559. 560. 561. 562. 563. 564. 565. 566. 567. 568. 569. 570. 571. 572. 573. 574. 575. 576. 577. 578. 579. 580. 581. 582. 583. 584. 585. 586. 587. 588. 589. 590. 591. 592. 593. 594. 595. 596. 597. 598. 599. 600. 601. 602. 603. 604. 605. 606. 607. 608. 609. 610. 611. 612. 613. 614. 615. 616. 617. 618. 619. 620. 621. 622. 623. 624. 625. 626. 627. 628. 629. 630. 631. 632. 633. 634. 635. 636. 637. 638. 639. 640. 641. 642. 643. 644. 645. 646. 647. 648. 649. 650. 651. 652. 653. 654. 655. 656. 657. 658. 659. 660. 661. 662. 663. 664. 665. 666. 667. 668. 669. 670. 671. 672. 673. 674. 675. 676. 677. 678. 679. 680. 681. 682. 683. 684. 685. 686. 687. 688. 689. 690. 691. 692. 693. 694. 695. 696. 697. 698. 699. 700. 701. 702. 703. 704. 705. 706. 707. 708. 709. 710. 711. 712. 713. 714. 715. 716. 717. 718. 719. 720. 721. 722. 723. 724. 725. 726. 727. 728. 729. 730. 731. 732. 733. 734. 735. 736. 737. 738. 739. 740. 741. 742. 743. 744. 745. 746. 747. 748. 749. 750. 751. 752. 753. 754. 755. 756. 757. 758. 759. 760. 761. 762. 763. 764. 765. 766. 767. 768. 769. 770. 771. 772. 773. 774. 775. 776. 777. 778. 779. 780. 781. 782. 783. 784. 785. 786. 787. 788. 789. 790. 791. 792. 793. 794. 795. 796. 797. 798. 799. 800. 801. 802. 803. 804. 805. 806. 807. 808. 809. 810. 811. 812. 813. 814. 815. 816. 817. 818. 819. 820. 821. 822. 823. 824. 825. 826. 827. 828. 829. 830. 831. 832. 833. 834. 835. 836. 837. 838. 839. 840.



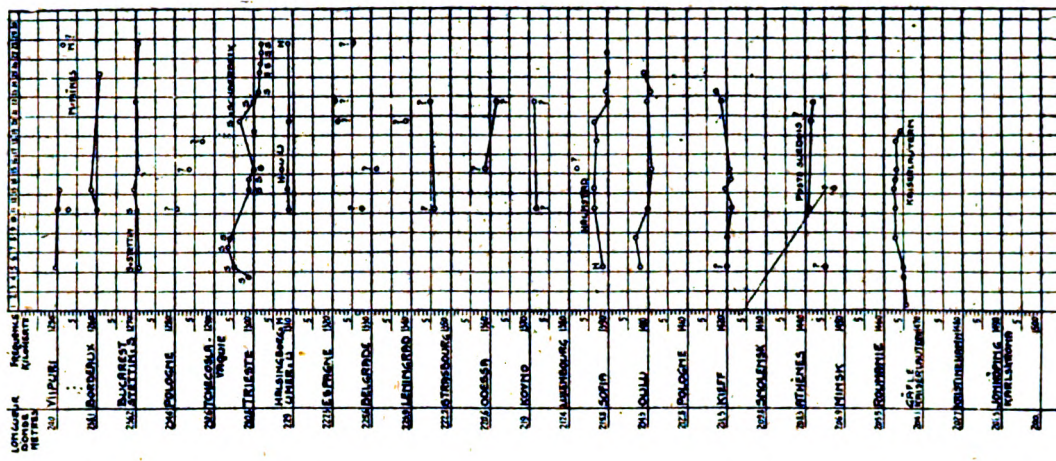
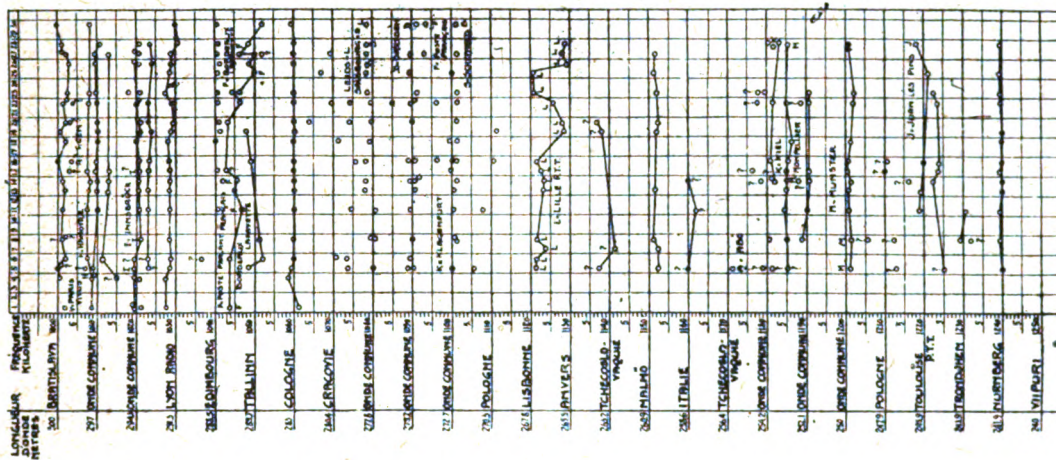
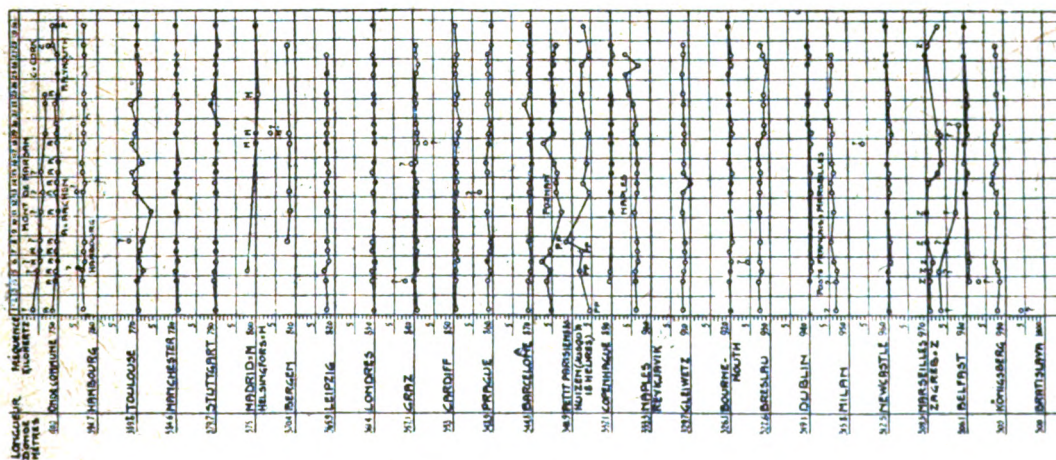
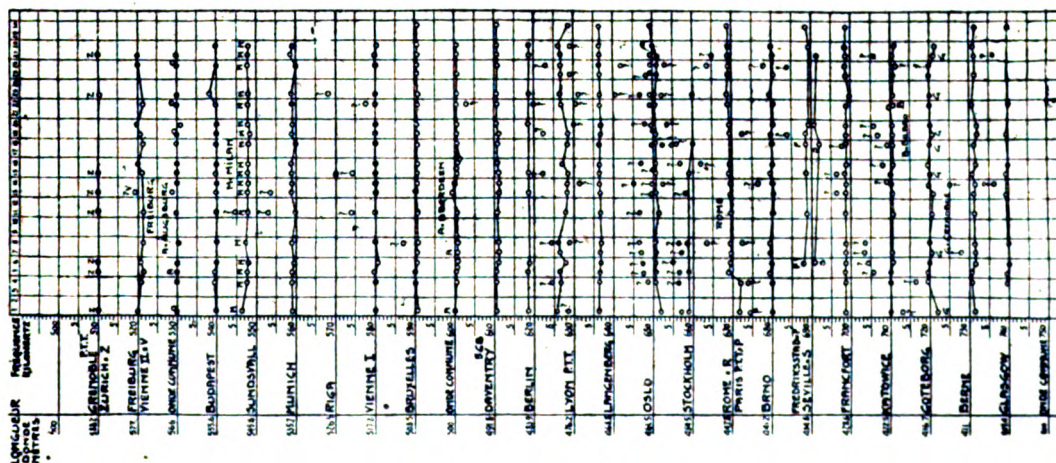
MESURES D'AVRIL 1928



MESURES DE MAI 1928

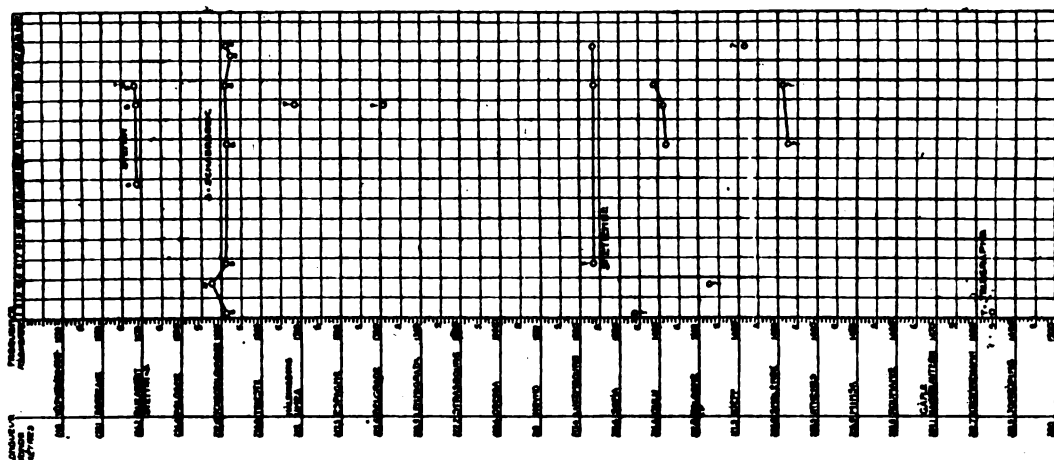
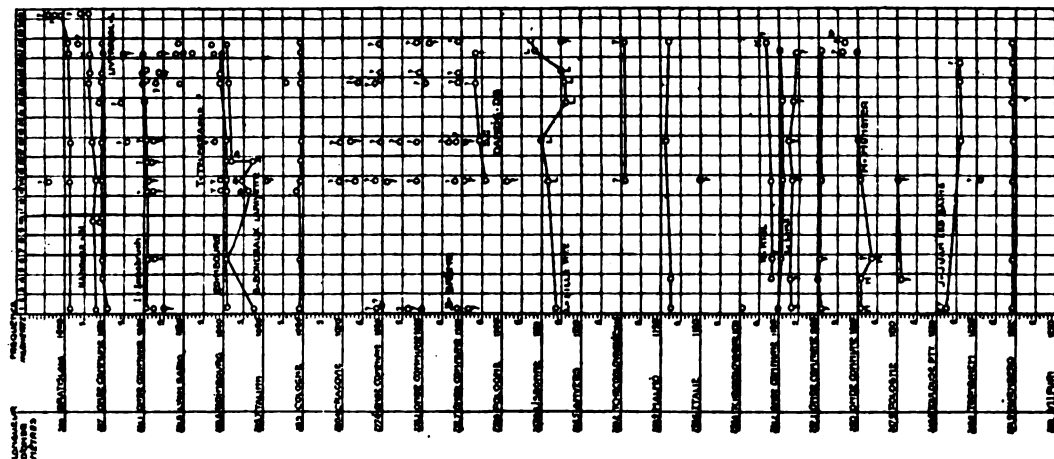
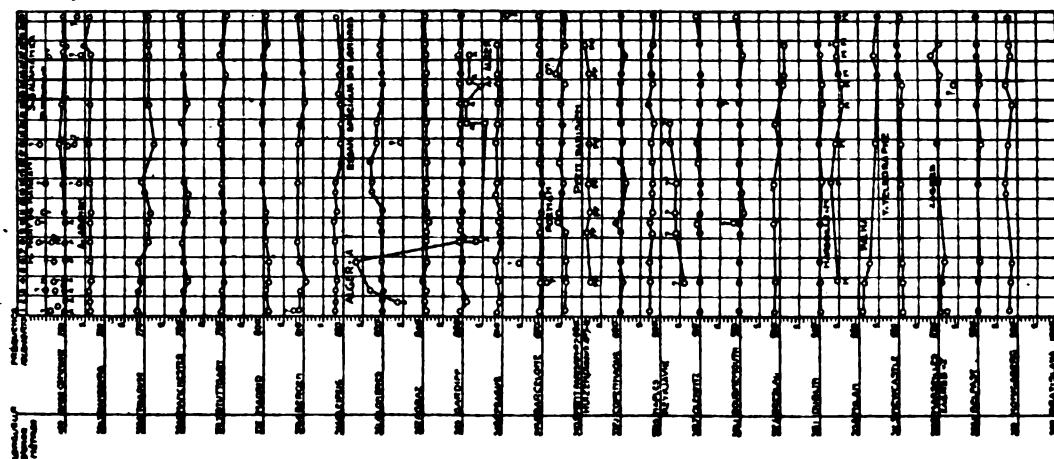
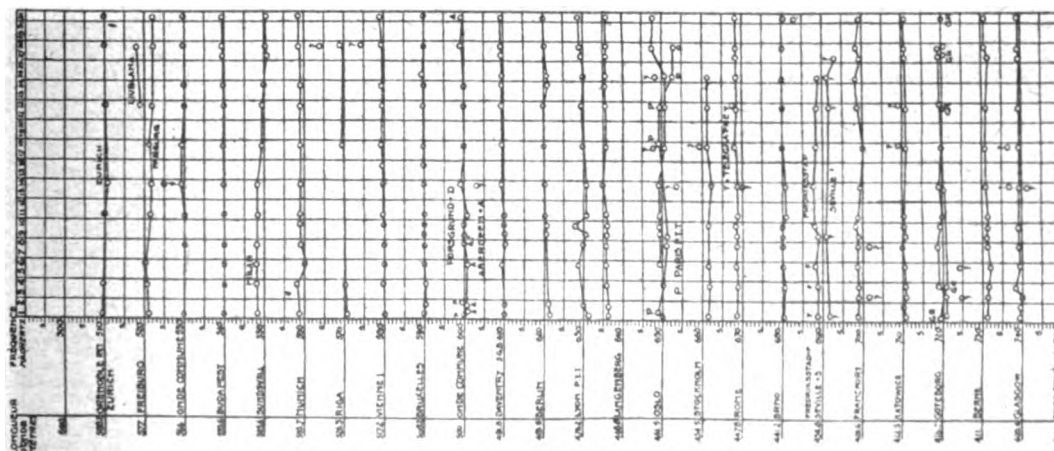


MESURES DE JUIN 1928



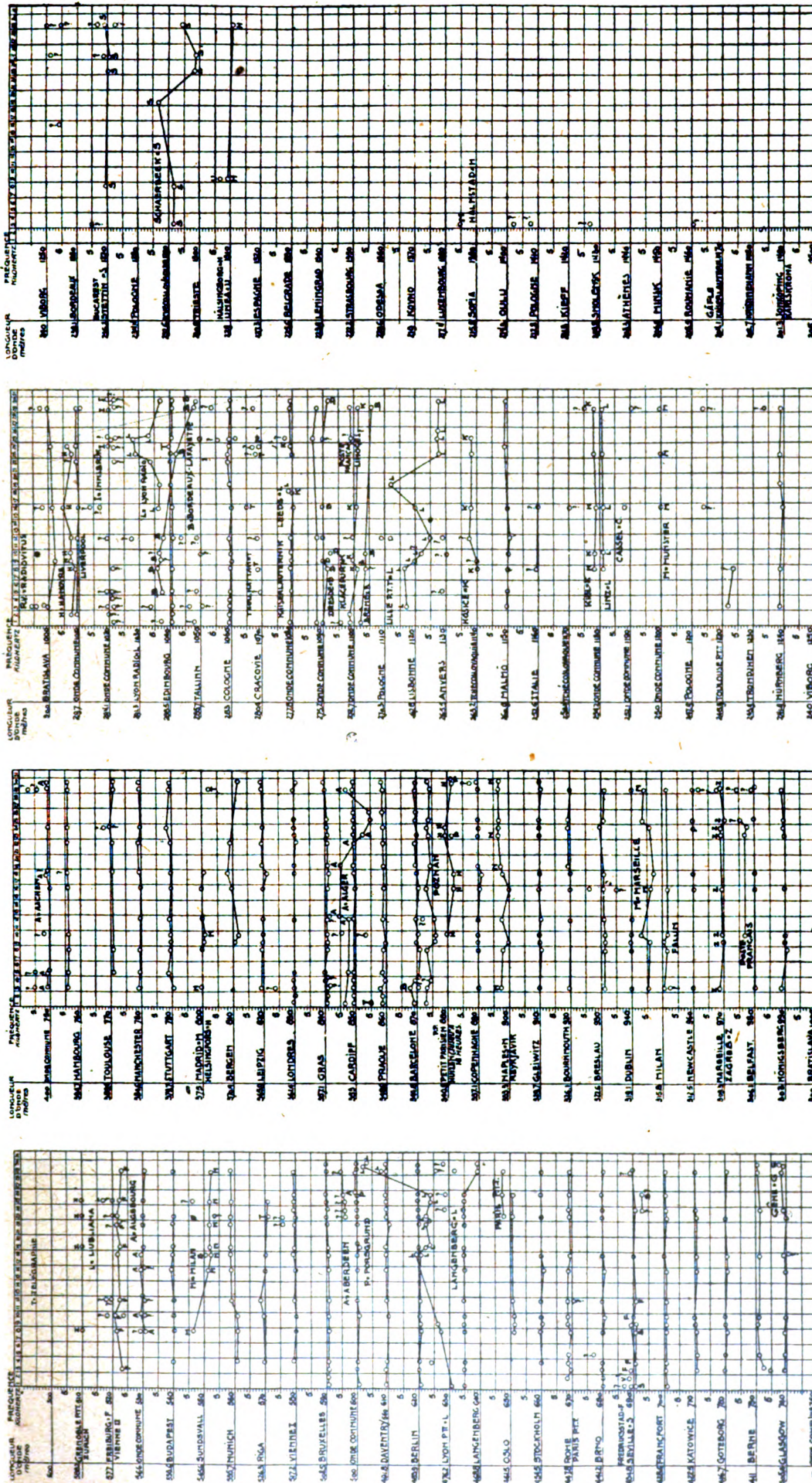
[illegible]

MESURES D'AOUT 1928

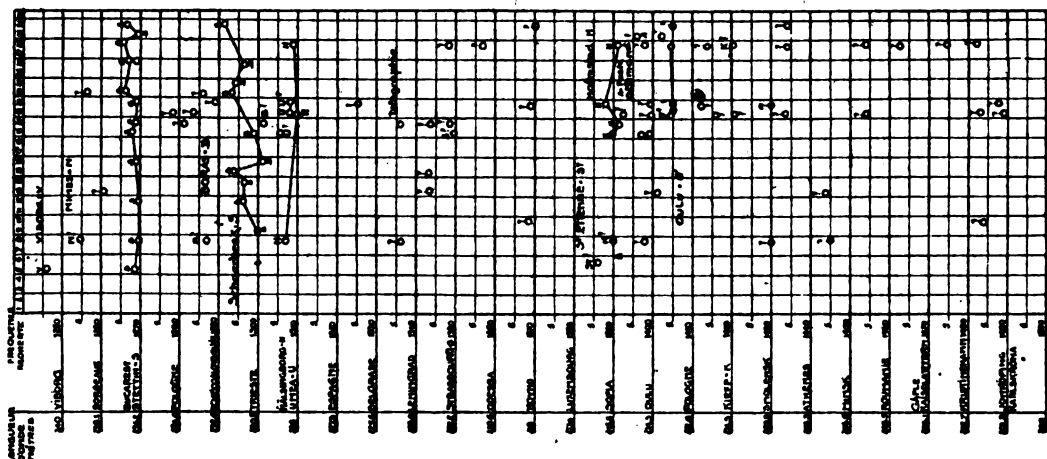
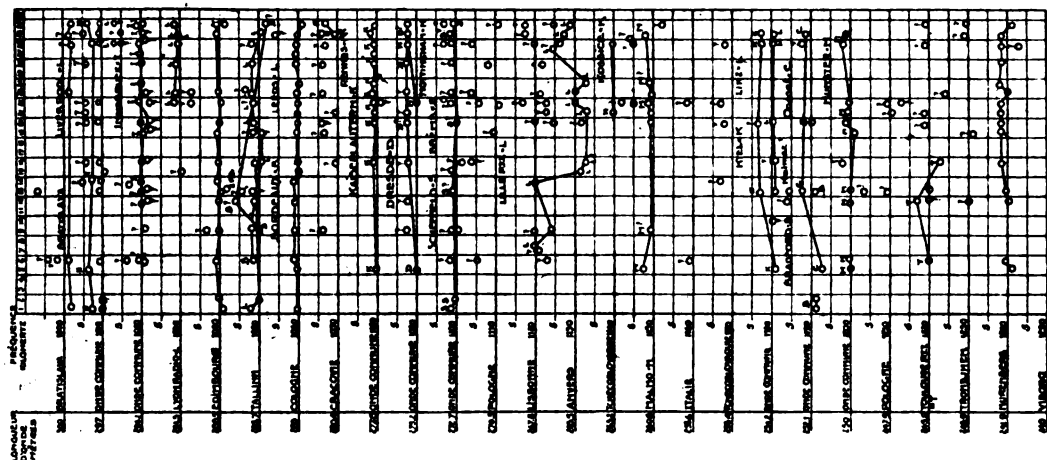
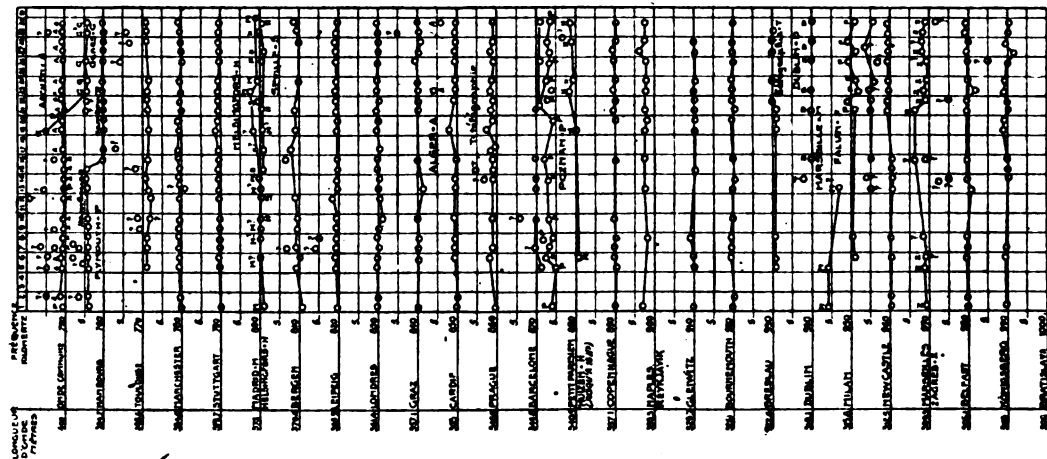


[illegible]

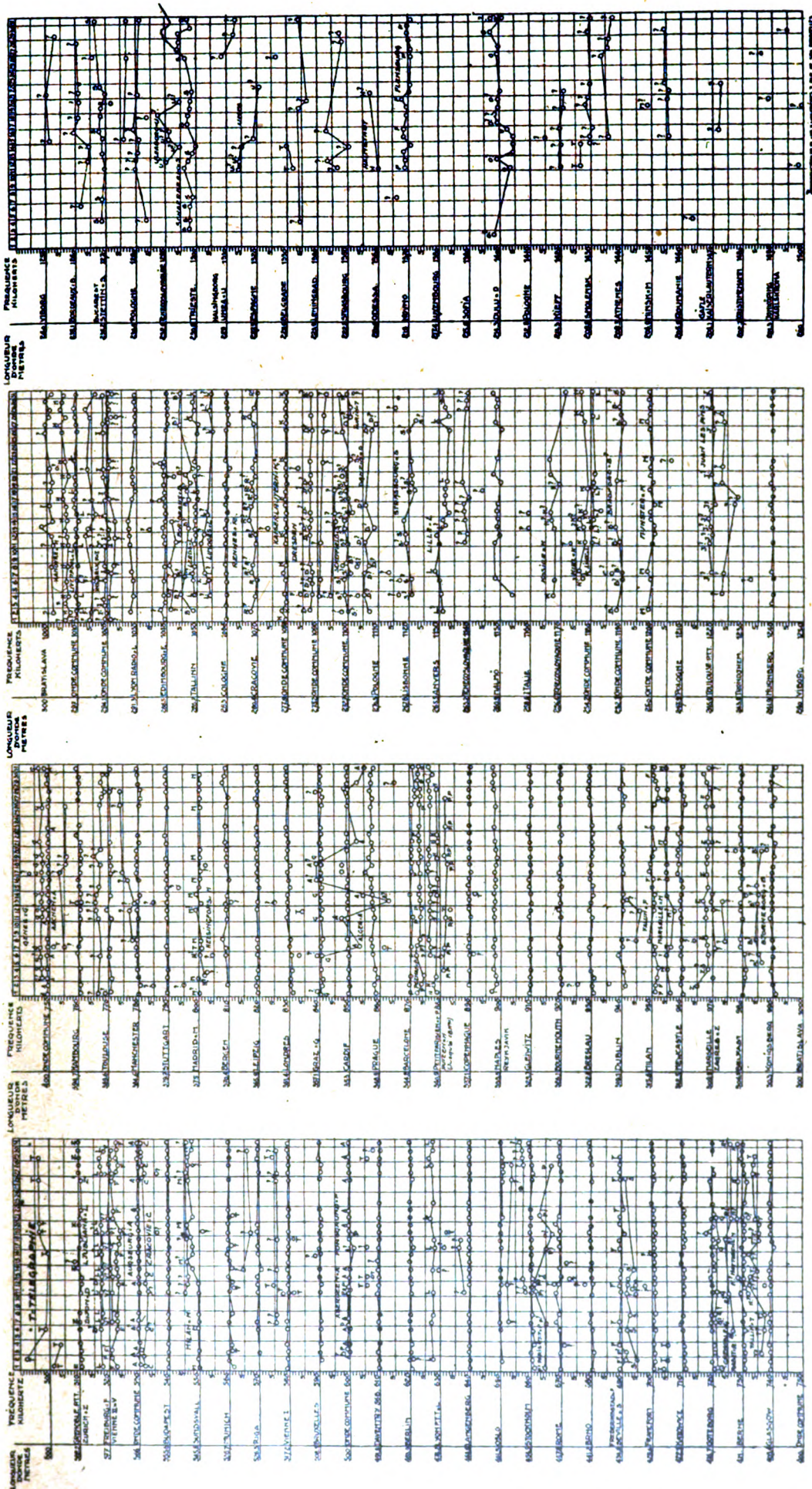
MESURES D'OCTOBRE 1928



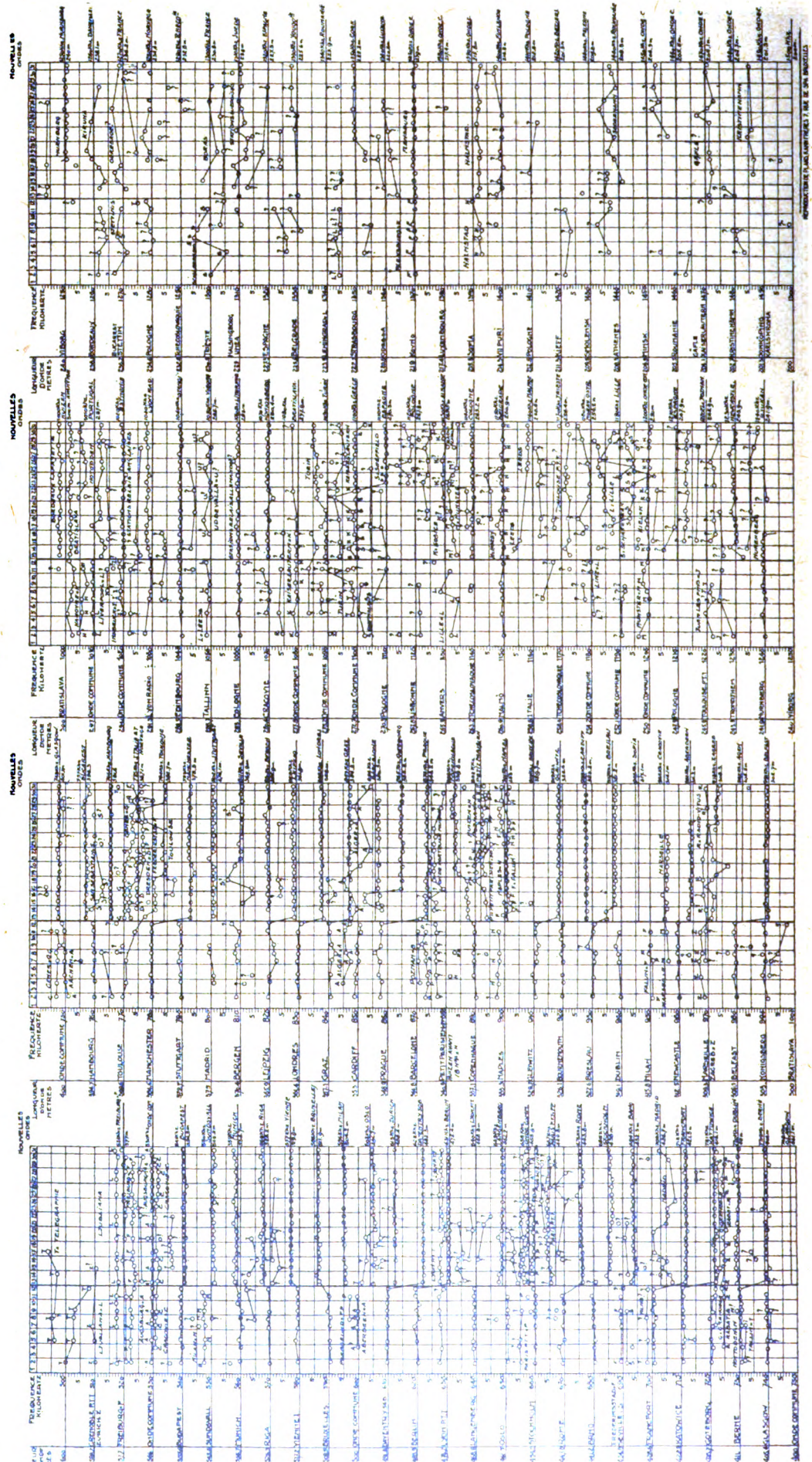
MESURES DE NOVEMBRE 1928



MESURES DE DÉCEMBRE 1928



MESURES DE JANVIER 1929



RADIOÉLECTRICITÉ

ET



~ FRANÇAIS ~

Paraissant le 1^{er} de chaque mois

ABONNEMENTS :

France et Colonies.. .. 70 fr. par an
Étranger 100 fr. par an

DIRECTION, ADMINISTRATION, PUBLICITÉ :

53, rue Réaumur, PARIS (2^e)

TÉLÉPHONE :

Louvre 03-72

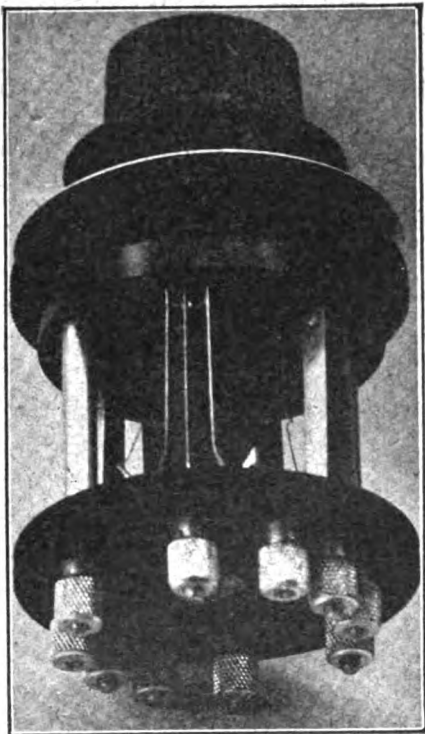
Directeur : Henry ÉTIENNE

Sommaire :

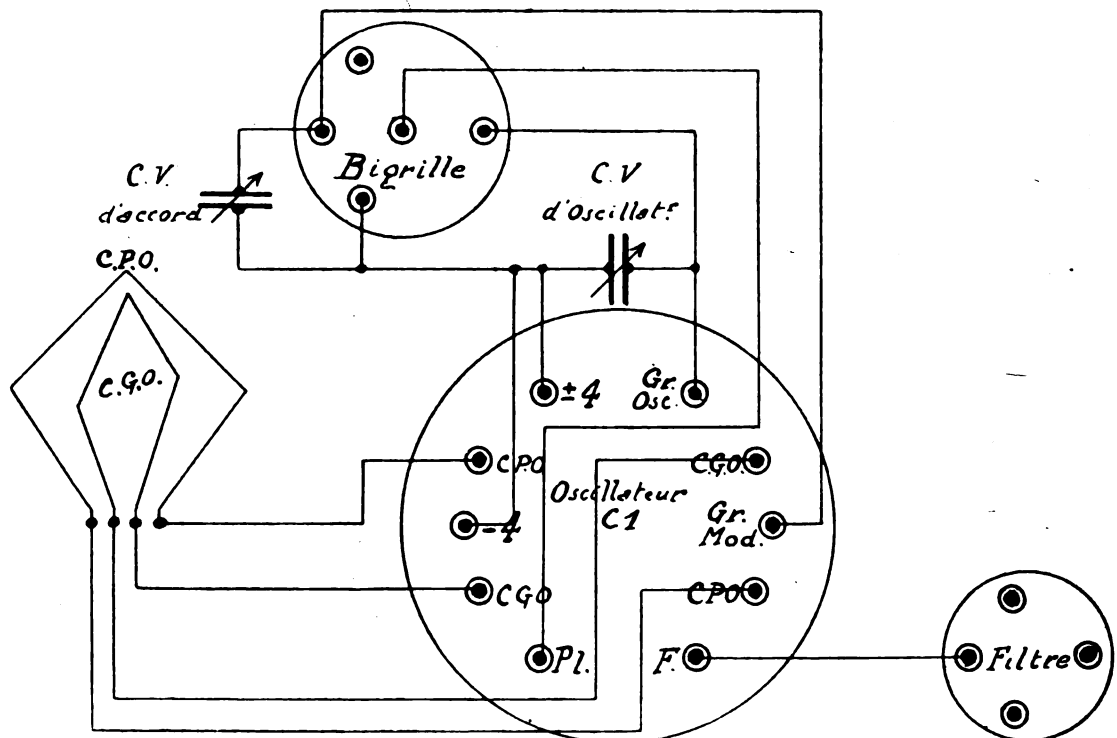
| Pages | Pages |
|---|---|
| Induction (Général CARTIER) 3 | L'état actuel des procédés Baird (Léon de la FORGE). .. 35 |
| Le rôle des électrons libres dans la propagation des ondes
courtes (J. GRANIER, docteur ès sciences) 6 | La technique phonographique (L. DUMY, ingénieur) 38 |
| La question de l'amplification (Suite) (P. OLINET) 12 | L'antenne Zeppelin (André PLANÈS-PY, f8EI). 41 |
| Recherches et essais sur les lampes de T. S. F. (Suite) (A.
KIRILOFF, ingénieur radio E. S. E.) 18 | Le supradyné Trois-Six (R. ALINDRET) 45 |
| Les grandes applications de la T. S. F. (Léon de la FORGE) 23 | Le Bidyne valise (A. LEPESQUEUR) 50 |
| L'électrolyse (FARAD). 25 | Conseils d'un bricoleur 54 |
| Les pendules électriques et leur mise à l'heure automatique
par T. S. F. 31 | A travers la presse étrangère 57 |
| | Nouveautés industrielles 61 |
| | Contrôle à distance des fréquences des ondes porteuses des
stations d'émission. 67 |

Reproduction interdite pour tous pays, y compris la Suède et la Norvège (Copyright by Henry Étienne, Paris).

Le nouvel oscillateur "Gamma" à contacteur de cadre



La plupart des cadres actuels sont à deux enroulements : P.O. et G.O. et un contacteur permet de passer sur l'un ou l'autre des enroulements. La manœuvre devant avoir lieu en même temps que celle de l'oscillateur, il était normal de faire un oscillateur comportant intérieurement le contacteur de cadre. Cet appareil est présenté par les Établissements GAMMA avec le même aspect intérieur que l'ancien oscillateur de cette Maison. La plaque inférieure sert de support aux connexions très simples qui sont indiquées par le schéma ci-dessous. Les quatre fils du cadre arrivent directement au contacteur de l'oscillateur et la grille modulatrice y est également envoyée. Dans le cas spécial où le cadre comprend une bobine à mettre en série pour les G.O., le schéma est extrêmement facile à établir avec les paillettes prévues.



En écrivant aux Annonceurs, citez Radioélectricité et Q S T Français

LES PHÉNOMÈNES de PROPAGATION

Induction

par le Général CARTIER

■ ■ ■ ■ ■

Nos lecteurs suivent avec intérêt, depuis le 1^{er} numéro du Q.S.T. français, les articles originaux du général Cartier sur la radiophonie en général et, en particulier, sur les phénomènes de propagation des ondes.

Ces phénomènes étant encore assez peu connus, il nous a semblé utile de rassembler sous une seule et unique rubrique consacrée aux phénomènes de propagation toutes les études y ayant trait.

NOUS avons vu qu'un courant continu donnait naissance à un champ d'éther parallèle et de même sens, qui se composait, pendant la période d'établissement du courant, avec un champ normal divergent. Chaque fois que l'intensité augmente ou diminue,

Cette pression par unité de surface ou *intensité du champ* est naturellement proportionnelle à la pression longitudinale du courant xy et elle diminue quand la distance h de M à xy augmente.

Quand le courant xy est rectiligne et indéfini, u , est inversement pro-

est la même, mais comme ces électrons ne peuvent se mouvoir que le long de ces conducteurs (C, B), la poussée suivant ces conducteurs, de même que la vitesse finale qui leur est imprimée, sont proportionnelles à $\cos \alpha$. S'ils sont perpendiculaires à xy , le champ ne produit sur leurs électrons aucun déplacement longitudinal.

Le courant xy s'appelle *courant inducteur*. Ceux qu'il produit dans des conducteurs placés dans son champ s'appellent *courants induits*.

L'intensité de chacun de ces courants induits est évidemment proportionnelle à sa section s , et à sa densité que l'on peut considérer comme égale à celle du courant inducteur d .

On a donc :

$$i = s.d.u.$$

$$i_1 = s_1.d.u_1$$

Comme $u_1 = u.k.f(h)$

$$\text{on a } i_1 = k. \frac{s_1}{s} f(h).i \quad (1)$$

ce champ transversal se produit, mais il change de sens; il est nul quand l'intensité est constante. Nous étudierons particulièrement quand nous en serons aux courants variables.

Étudions, pour le moment, le champ parallèle produit par un courant continu (fig. 1).

Ce champ correspond à un mouvement d'éther parallèle au courant, lequel mouvement est caractérisé en chaque point M par une pression parallèle à xy et égale par unité de surface à $\delta.u_1^2 / \left(\frac{u_1}{U_1}\right)$, δ étant la densité absolue de l'éther, u_1 sa vitesse parallèle à xy , U_1 la vitesse de la lumière.

proportionnel à h et la pression en M est inversement proportionnelle à h^2 .

Si le courant xy se réduit à un élément dl (fig. 2), la pression en M est proportionnelle à $\cos \alpha$ et inversement proportionnelle au carré de h .

Si des corps conducteurs sont placés dans ce champ parallèlement à xy , leurs électrons libres sont sollicités à se mouvoir dans le sens du champ. L'accélération qui leur est ainsi imprimée est proportionnelle à l'intensité du champ, de sorte qu'ils atteignent d'autant plus vite la vitesse limite u_1 , que l'intensité du champ est plus grande. S'ils sont placés obliquement par rapport à xy (fig. 3), l'action du champ sur leurs électrons libres

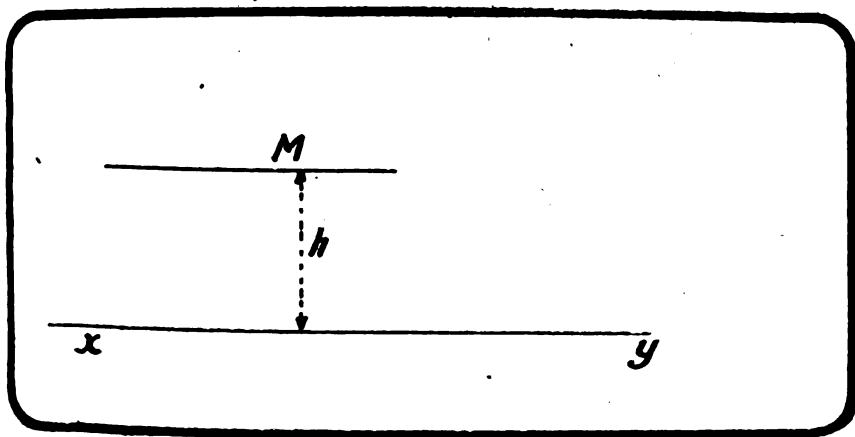


Fig. 1.

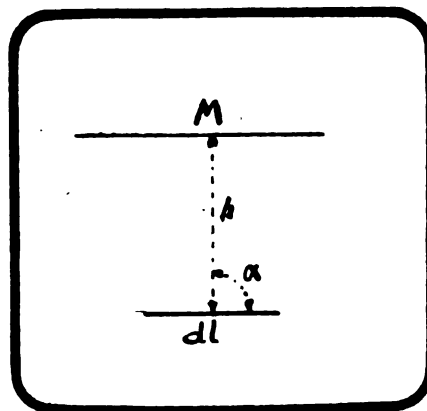


Fig. 2

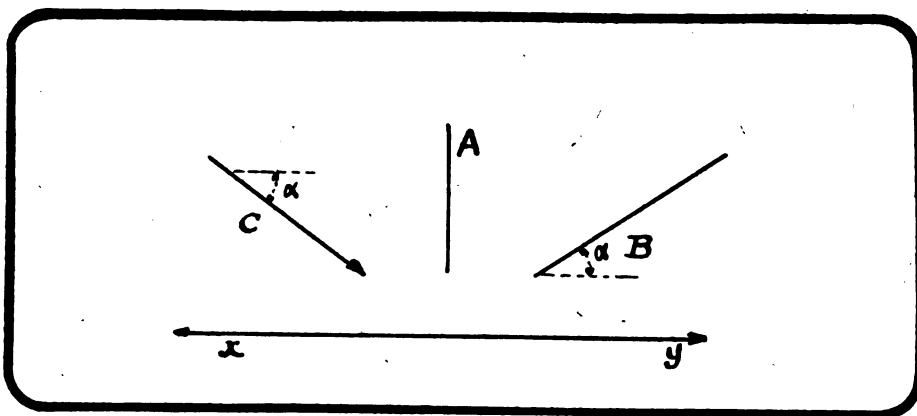


Fig. 3

K étant un coefficient qui dépend de la nature du milieu et $f(h)$ étant égal à $\frac{1}{h}$ ou $\frac{1}{h^2}$ suivant que xy est indéfini ou se réduit à un élément de conducteur.

Si le conducteur B ou C est déjà parcouru par un courant, le courant induit s'ajoute algébriquement au premier.

L'établissement d'un courant continu dans B ou C sera donc facilité ou gêné par le courant xy , suivant que le sens des courants B ou C sera le même que celui du champ produit par xy ou est de sens contraire.

Si l'on a un conducteur A parallèle à xy (fig. 4) et qu'on le déplace parallèlement à lui-même on le rapprochant ou en l'éloignant de xy , l'intensité du courant induit augmente ou diminue.

Deux conducteurs circulaires concentriques peuvent être traités comme deux conducteurs rectilignes parallèles. C'est ainsi (fig. 5) qu'un courant parcourant le cercle (1) induirait dans (2) un courant de même sens dont l'intensité serait inversement proportionnelle à la différence des rayons.

Remarquons que l'énergie rayonnée par le courant (1) se diffuse également

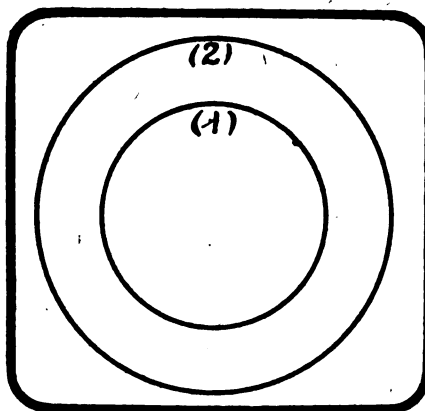


Fig. 5

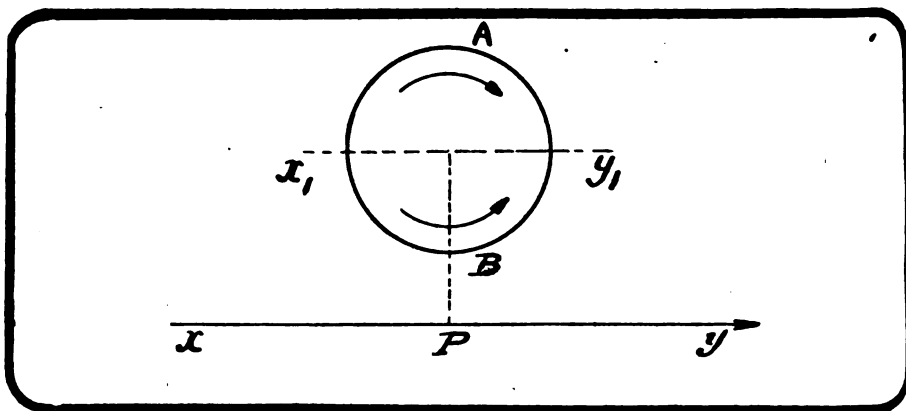


Fig. 6

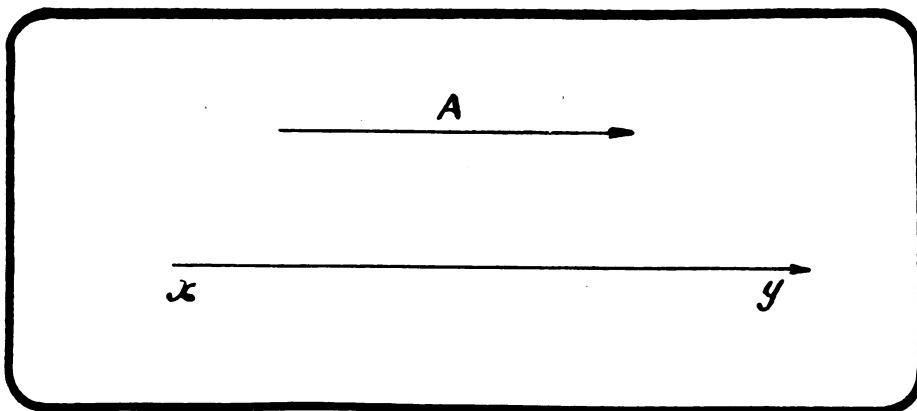


Fig. 4

dans toutes les directions. La fraction induite dans (2) est donc proportionnelle à la longueur et à la surface de ce conducteur.

Si, au lieu d'un cercle (1), on en a plusieurs parallèles et en série formant des hélices à pas réduit qu'on nomme *solénoïdes*, les champs de toutes ces hélices se composent et donnent un champ résultant dont l'intensité est proportionnelle à leur nombre.

De même, si au lieu d'un cercle (2) nous avons aussi un solénoïde, l'intensité du courant induit est la même dans chaque spire, mais la différence de pression longitudinale aux deux extrémités du solénoïde induit est proportionnelle au nombre des spires du solénoïde.

En réalité, chaque spire induite n'est pas à la même distance de toutes les spires inductrices et chacune de ces dernières n'induit pas un courant de même intensité dans toutes les spires du deuxième solénoïde.

L'intensité du courant induit résultant n'est donc qu'approximativement proportionnelle au nombre des spires du solénoïde inducteur. Elle est décroissante, suivant une expression assez complexe de la longueur des solénoïdes.

On peut donc faire varier progressivement cette intensité en déplaçant l'un des solénoïdes suivant l'axe commun : c'est le principe de certaines *selfs variables* utilisées en radiophonie.

S'il y a un noyau de fer doux dans le solénoïde inducteur, l'action des courants atomiques périphériques de ce noyau s'ajoute à celle des spires du solénoïde, augmentant sensiblement l'intensité du champ et par suite celle du courant induit.

Cette action du noyau varie avec sa position dans le solénoïde, suivant qu'il est plus ou moins enfoncé dans ce dernier : on a ainsi un autre moyen

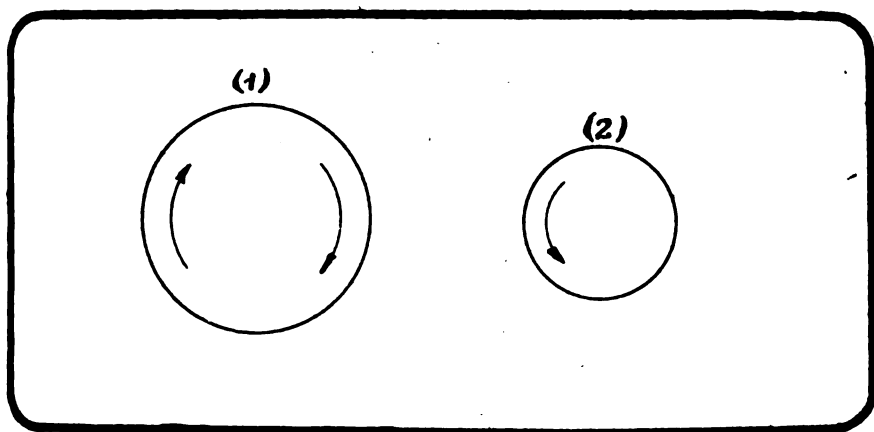


Fig. 7

de faire varier l'intensité du courant induit en laissant immobiles les deux solénoïdes mais en déplaçant un noyau de fer doux suivant leur axe.

Remarquons que si un conducteur circulaire AB (fig. 6) est placé dans le champ créé par un courant xy , les courants induits dans les parties A et B seront de même sens et s'opposeront dans AB, mais l'intensité en B sera plus grande qu'en A et le courant induit résultant aura le sens de la flèche B.

Si l'on fait tourner le cercle AB autour du diamètre parallèle à xy , la différence des intensités induites A et B diminue et aussi l'intensité résultante du courant induit AB.

Quand le plan AB est perpendiculaire à OP, les courants induits dans les demi-cercles A et B sont de même intensité et leur résultante est nulle: il n'y a plus de courant induit. C'est le principe des *radiogoniomètres*.

Si l'on faisait tourner AB autour de la perpendiculaire OP à xy , le courant induit dans AB s'annulerait quand le plan AB serait perpendiculaire à xy .

Bien entendu, le conducteur AB au lieu d'être circulaire pourrait être polygonal, rectangulaire, par exemple. Il suffit pour que l'effet ci-dessus se produise qu'il soit symétrique par rapport à $x_1 Oy_1$.

En radiophonie, on utilise ce principe et l'on construit des cadres qui sont ou rectangulaires, ou circulaires, ou en forme de losange, ou en forme d'hexagone ou d'octogone.

Si le solénoïde (2) est placé extérieurement et dans le voisinage du courant inducteur (1) (fig. 7), il se produit également un courant induit dans (2) ayant le sens de la flèche. L'intensité est d'autant plus grande que le solénoïde (2) est plus rapproché de (1) et que le plan de ses spires fait un angle plus petit avec celui des spires de (1): c'est le principe des *variomètres* utilisés en radiophonie.

Je rappelle que le champ d'un solénoïde AB a ses lignes de force circulaires et parallèles aux spires, c'est-à-dire normales à l'axe xy .

Les surfaces de niveau, c'est-à-dire les lieux des points du milieu où l'intensité du champ est la même, sont

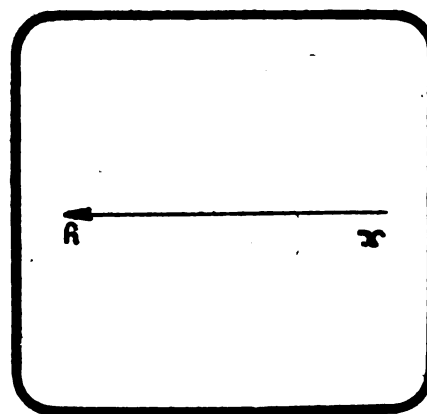


Fig. 9

des surfaces de révolution autour de xy et dont les directrices sont des courbes de la forme (1), (2) ou (3).

L'intensité est nulle sur l'axe xy et maximum sur la surface $aba'b$.

Le sens des lignes de force est parallèle à celui du courant.

Il va sans dire, comme je l'ai remarqué dans un article précédent, qu'il n'y a pas de *flux magnétique* dirigé suivant l'axe du solénoïde et les courbes (1), (2) et (3): le *spectre magnétique* qu'on invoque à tort pour justifier cette manière de voir, confirme au contraire ma théorie. J'ai suffisamment développé cette dernière pour n'avoir pas besoin d'insister davantage.

Retenons de cette discussion que l'établissement d'un courant dans le champ créé par un autre courant comporte une augmentation ou une diminution de l'énergie à dépenser, suivant que la direction du champ est opposée à celle du courant ou est de même sens.

Dans le premier cas, on dit que le *coefficient d'induction* est *négatif*; il est *positif* dans le second.

Ajoutons que le coefficient d'induction est le rapport de l'intensité du

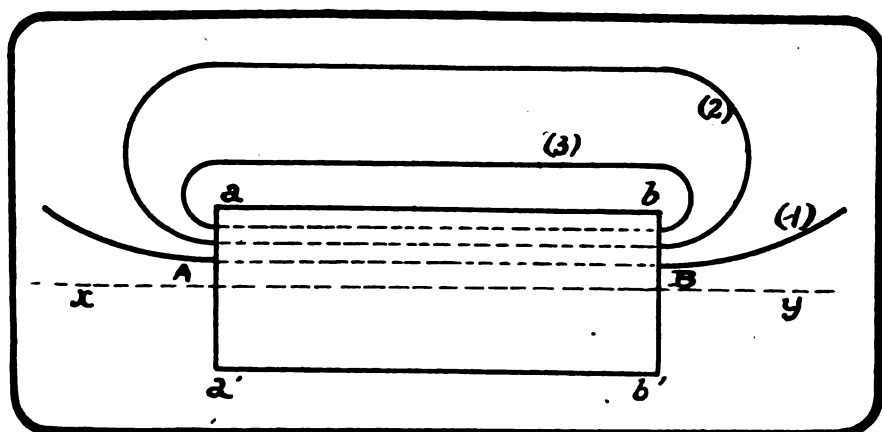


Fig. 8

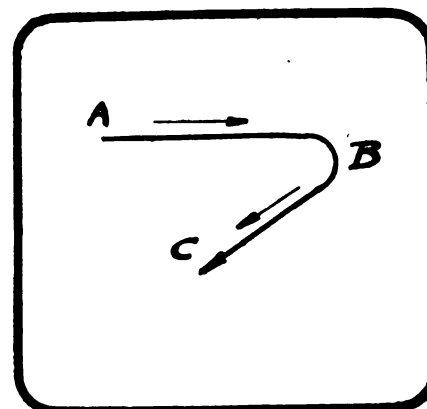


Fig. 10

courant induit à celle du courant inducteur.

Ce coefficient dépend de la forme des circuits, de leurs positions relatives, de la constitution des conducteurs et de celle du milieu ambiant.

SELF-INDUCTION

Chaque partie d'un courant se trouve naturellement dans le champ produit par les autres parties du courant. Il y a donc induction d'un courant sur lui-même : c'est ce que l'on appelle *self-induction*.

Théoriquement, un courant rectiligne *xy* (fig. 9) n'a pas de self-induction :

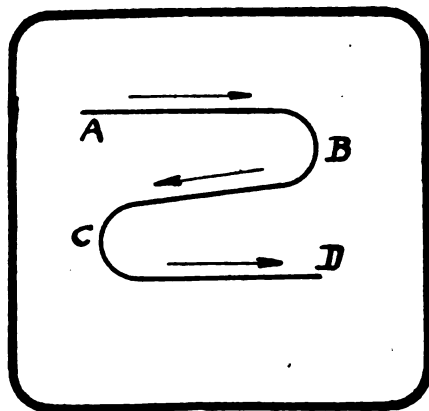


Fig. 11

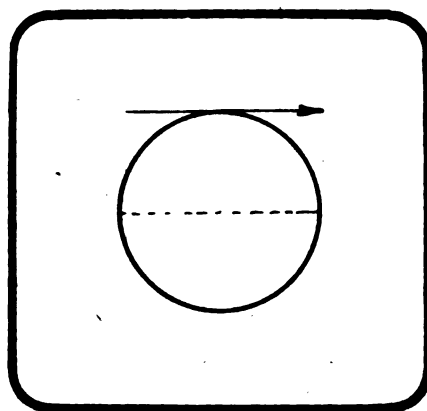


Fig. 12

j'ai expliqué précédemment que l'on appelait quelquefois self-induction l'inertie des électrons libres du conducteur.

Par contre, tout courant non rectiligne possède une self-induction. C'est ainsi (fig. 10) que le champ produit par la partie AB oppose une résistance à l'établissement du courant dans la partie BC et cette résistance est d'autant plus grande que BC est plus près de AB et fait avec elle un angle plus petit.

L'action du champ produit par BC est aussi contraire à l'écoulement du

courant suivant AB. Dans un courant sinueux ou brisé, comme le courant ABCD (fig. 11), les directions des champs produits par les différentes parties et qui leur sont respectivement parallèles sont, les unes de même sens, les autres de sens contraire ; leurs actions sur le courant se composent dans chaque partie.

Dans un courant circulaire (fig. 12), chaque demi-cercle produit un champ contraire au sens du courant dans l'autre demi-cercle.

Dans un solénoïde, l'effet précédent est multiplié par le nombre des spires et il est d'autant plus grand que les spires sont plus rapprochées.

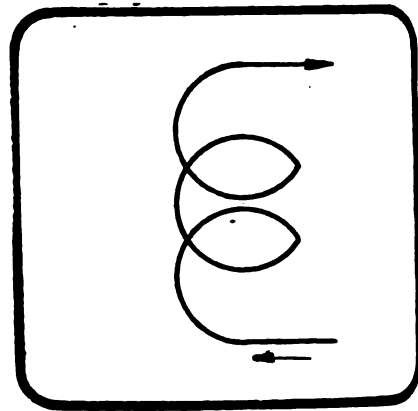


Fig. 13

Le rôle des électrons libres dans la propagation des ondes courtes

par J. GRANIER, *docteur ès sciences*



Les effets de l'écho électromagnétique sont connus de tous les amateurs d'ondes courtes, mais personne, jusqu'à présent, n'a pu donner une explication réellement indiscutable de ce phénomène. La plus connue de ces explications est celle de la présence, dans la haute atmosphère d'une couche ionisée, dite couche d'Heaviside, qui réfléchirait les ondes. Cette théorie peut être vraie et il serait intéressant de la démontrer par des mesures dans le genre de celles indiquées ci-après.

LES problèmes que soulève actuellement l'étude des ondes électromagnétiques courtes et leur propagation à grande distance passionnent le monde scientifique. Aussi n'est-il pas étonnant de voir l'Académie des Sciences recevoir constamment à ce sujet d'intéressantes communications ; dans les comptes rendus de ses séances nous pouvons puiser à

bonne source de précieux enseignements et en faire une abondante moisson.

Vous rappelez-vous ce gentleman qui, il y a quelques mois, entra dans un petit bureau de poste, à Londres, et rédigea froidement un télégramme adressé aux habitants de la planète Mars. La jeune employée accepta cette dépêche sans sourciller, en calcula aussitôt le montant au tarif maximum

qu'elle put trouver sur sa nomenclature, puis, gentiment, au moment de l'encaisser, crut bon d'avertir l'expéditeur : « Monsieur, je ne puis pourtant pas vous garantir la remise en mains propres. »

Plus récemment, le docteur Robinson voulut faire mieux. Possédant là-haut une petite amie du nom d'Oomaruru, il lui envoya un télégramme avec ré-

ponse payée. Se présentant le mercredi 24 octobre dernier à 2 h. 15 du matin au bureau central radiotélégraphique de Londres, il rappela aux employés que la longueur d'onde à utiliser était de 18.000 m. pour l'anglais et 30.000 pour le martien et présenta son papier en priant de l'expédier via Rugby. On commença par le faire payer « 1 schilling 6 pence » par mot, le tarif des messages pour les navires du Pacifique. « Ce n'est pas cher, voyez-vous, et encore nous vous faisons bénéficier du tarif de nuit. — Bien, bien, bien ; tenez, voilà, avec 5 mots ça sera suffisant ; ça fait 7 schilling 6 pence. Et combien pour la réponse payée ? — Ah ! pour cela, mon bon Monsieur, c'est beaucoup plus cher ; car, vous comprenez, nous ne savons pas à quelle heure elle arrivera et nous sommes obligés de vous tarifier en bloc la location du poste récepteur complet, matériel et opérateurs, pendant toute la durée de l'écoute. »

Et le professeur Robinson loua pendant une demi-heure, de 2 h. 15 à 2 h. 45, la station réceptrice de St-Alban, ingénieurs compris. Puis, comme deux précautions valent mieux qu'une, il se mit lui-même à l'écoute. Il n'a encore pas reçu de réponse.

Plus heureux que lui, M. Jørgen Hals, qui demeure dans les environs d'Oslo, a pu recevoir des ondes qui s'étaient éloignées jusqu'à des milliers de kilomètres de la terre, plus loin que la Lune, ce qui montre que notre atmosphère, malgré son ionisation intense, peut, dans certains cas, ne pas agir comme un conducteur. Des ondes émises d'Eindhoven par les usines Philips ont été reçues en Norvège après avoir voyagé pendant plusieurs secondes dans les espaces interplanétaires. Les signaux étaient reçus d'abord quelques millièmes de secondes après l'émission, ce qui correspondait à la propagation normale, puis, quelques secondes après, on en entendait l'écho. Ceci semble indiquer que les ondes, après avoir traversé l'atmosphère terrestre, étaient allées se réfléchir sur des amas de corpuscules situés à grande distance, puis étaient revenues sur la terre. Mais, laissons la parole à M. Carl Störmer.

« En février 1928, je reçus une lettre de M. Jørgen Hals de Bygdo près d'Oslo, disant qu'il avait pendant l'automne

de 1927, à plusieurs reprises, observé dans son appareil de radio un écho des signaux émis par la station P C J J de Philips à Eindhoven, et que cet écho arrivait environ 3 secondes après le signal original ; il ajoute qu'il n'avait lui-même aucune idée de l'origine de cet écho. Comprenant aussitôt l'importance de cette observation en temps que vérification expérimentale de mes recherches théoriques sur l'aurore boréale faites en 1904, je préparai aussitôt une série d'expériences. Des signaux spéciaux furent émis par M. Van der Pol à Philips Radio, à Eindhoven, et nous essayâmes de les observer et de les enregistrer tantôt de chez M. Hals qui possède un récepteur fort sensible, tantôt de l'usine de l'Electriche Bureau à Oslo, avec le concours de l'administration télégraphique de Norvège.

« Après une série prolongée d'essais négatifs, à cause surtout de la rareté du phénomène, nous réussîmes enfin le 11 octobre dernier, M. Hals et moi, à observer une belle série d'échos. Dans l'après-midi, la station P C J J envoya pendant une demi-heure, et à des intervalles de 20 secondes, une série de signaux d'ondes très fortes et non amorties, d'une longueur d'onde de 31,4 mètres. Les échos nous arrivèrent à des intervalles variables entre 3 et 15 secondes, le plus souvent de 8 secondes ; voici à peu près les intervalles notés par moi : 15, 9, 4, 8, 13, 8, 12, 10, 9, 5, 8, 7, 6 et 12, 14, 14, 12, 8 et 12, 5, 8 et 12, 8, 5, 14, 14, 15, 12, 7, 5, 5, 13, 8, 8, 8, 13, 9, 10, 7, 14, 6, 9, 5 et 9. Ces chiffres ne prétendent pas être exacts mais ils donnent en tout cas une idée qualitative du phénomène. Quelquefois l'écho était double. M. Hals observa en même temps quelques échos à 3 secondes d'intervalle. Après ce résultat, je télégraphiai immédiatement à M. Van der Pol en lui demandant de vérifier le phénomène et le lendemain je reçus un télégramme me disant qu'il avait pendant la nuit répété l'émission et observé lui-même des échos arrivant à des intervalles de 3 à 15 secondes, la moitié de ces échos étant à 8 secondes d'intervalle. Nous avons répété 4 fois l'expérience mais sans percevoir aucun écho.

« Ces échos, qui doivent provenir de l'espace cosmique situé au delà de

l'orbite de la Lune, sont d'un très grand intérêt. En effet, j'avais déjà en 1904 trouvé par l'analyse mathématique que des corpuscules électriques venant de très loin, du Soleil par exemple, ont dû être déviés par le magnétisme terrestre de telle sorte qu'il se crée autour de la terre un immense espace de forme toroïde à l'intérieur duquel les corpuscules ne peuvent pénétrer. Cet espace est engendré par la révolution d'un certain ovale autour de l'axe magnétique de la terre, cet ovale étant tangent à cet axe du centre de celle-ci. Maintenant, si les ondes électromagnétiques arrivent à traverser la couche d'Heaviside, elles entrent dans cet espace vide, puis poursuivent leur route jusqu'à ce qu'elles rencontrent des courants ou des surfaces de corpuscules se mouvant hors de cet espace. Sous des conditions favorables, elles peuvent alors être réfléchies et, si elles sont encore assez fortes pour percer l'atmosphère, elles nous parviendront alors comme des échos.

« La distance minima de la terre à l'endroit de la réflexion sera, d'après ma théorie égale à

$$(\sqrt{2} - 1) \sqrt{\frac{M}{H_p}} \text{ centimètres}$$

où M est le moment magnétique de la terre ($M = 8,4.10^{22}$) et H_p un produit caractéristique des corpuscules, égal à $\frac{mv}{e}$ où m est la masse, v la vitesse, et e la charge en unités électromagnétiques (système C.G.S.). En multipliant cette distance par 2 et en la divisant par la vitesse de la lumière, on calcule alors la distance minimum de l'intervalle entre le signal et l'écho. On trouve donc un intervalle de 15 secondes si les échos arrivent d'un courant de rayons cathodiques correspondant à $H_p = 300$ et un intervalle de 4 secondes si les courants sont formés de rayons β du radium correspondant à $H_p = 4.000$. Nous obtenons ainsi des nombres du même ordre que les intervalles observés. Les recherches seront poursuivies en attendant de nouvelles manifestations de ce curieux phénomène. »

La découverte de cet écho électromagnétique a une importance exceptionnelle : c'est le premier coup de sonde direct dans les espaces célestes pour la reconnaissance de couches qui

sont, par elles-mêmes, invisibles. De même que les marins peuvent maintenant, au moyen des ultra-sons, déterminer à chaque instant la profondeur de la mer au-dessous de leur navire, les astronomes pourront désormais étudier les espaces interplanétaires en relevant d'une manière continue, et pour toute une gamme de longueurs d'onde, ces échos caractéristiques.

Pour expliquer ces échos, Störmer fait intervenir l'existence de nuages d'électrons dans le voisinage de la terre, nuages qui auraient été particulièrement denses ou nombreux le jour où l'expérience a réussi. Des recherches effectuées sur les clichés tirés journellement à Meudon, et sur lesquels s'enregistrent la surface du soleil et les trois couches superposées de son atmosphère, confirment que le 11 octobre l'émission de particules électrisées par le soleil avait dû être particulièrement importante.

Le soleil nous envoie, en plus de radiations de toutes longueurs d'onde, des quantités considérables de rayons cathodiques mis en évidence par le phénomène des aurores boréales. Ces électrons, lorsqu'ils arrivent dans la haute atmosphère terrestre, sont susceptibles de vibrer sous l'influence des oscillations lumineuses ou hertziennes et par suite de modifier la propagation de celles-ci. Toutefois, leur action est bien différente suivant que la longueur d'onde est grande ou petite, suivant qu'ils sont uniformément répartis dans l'espace ou au contraire groupés en nuage. C'est ce que mettent nettement en évidence les deux notes suivantes, l'une de M. Fabry, l'autre de MM. Ponte et Rocard :

« Un électron placé sur le trajet d'un faisceau de radiations électromagnétiques prend un mouvement vibratoire sous l'action du champ électrique de l'onde et rayonne à son tour dans toutes les directions. Le phénomène ressemble à la diffusion moléculaire qui peut être regardée comme due aux charges électriques contenues dans la molécule ; mais les forces agissant sur ces charges ne sont pas les mêmes dans les deux cas et les lois des deux phénomènes sont différentes. Tandis que la diffusion moléculaire est d'autant plus intense que la fréquence est plus élevée (suivant la 4^e puissance, d'après Lord

Rayleigh), l'électron libre doit donner, pour une même intensité d'onde incidente, une intensité de rayonnement diffusé indépendante de la fréquence. Le calcul de cette diffusion a déjà été fait plusieurs fois ; si l'on suppose applicables les lois de la mécanique et de l'électrodynamique classiques, sans intervention de quanta, le résultat peut être mis sous la forme simple suivante :

« Le système d'ondes planes incident transmet de l'énergie ; à travers une aire prise dans un plan d'onde, est transmise une quantité d'énergie par seconde, une puissance proportionnelle à cette aire. Si un électron est interposé sur cette onde, il diffuse une certaine puissance que l'on peut exprimer en calculant l'aire du plan d'onde qui transmettrait cette même puissance. On trouve pour cette aire :

$$\sigma = \frac{8\pi}{3} \frac{e^4}{m^2}$$

en désignant par e la charge de l'électron et par m sa masse.

« D'autre part, en regardant l'électron comme une bulle sphérique infiniment mince, son rayon est :

$$a = \frac{2}{3} \frac{e^2}{m}$$

et la surface de son grand cercle est :

$$\sigma' = \frac{4\pi}{9} \frac{e^4}{m^2}$$

Les deux quantités σ et σ' sont du même ordre de grandeur ; d'une manière plus précise on a :

$$\sigma = 6\sigma'$$

« On peut, d'une manière très abrégée, exprimer ce résultat sous la forme suivante : l'électron libre diffuse six fois l'énergie qu'il intercepte (c'est-à-dire qui tombe sur sa surface géométrique, son action s'étendant à quelque distance). Numériquement on a :

$$a = 1,9 \cdot 10^{-13} \text{ cm.}$$

« On en déduit que l'électron libre diffuse l'énergie que transmet l'onde à travers une surface

$$\sigma = 6\pi a^2 = 6,8 \cdot 10^{-25} \text{ cm}^2.$$

« Ces résultats sont indépendants de la longueur d'onde ; ils s'appliquent aux ondes employées en radiotélégraphie aussi bien qu'aux radiations lumineuses. Mais, dans la réalité, les ondes rencontrent non pas un électron mais

un très grand nombre d'électrons répandus dans l'espace. Il faut alors composer les effets de ces charges et le résultat peut être très différent selon les cas.

« Pour les radiations lumineuses dont la longueur d'onde est très petite, il n'y a aucune relation de phase entre les ondes élémentaires envoyées par les différents électrons d'un volume même petit et ce sont les intensités qui s'ajoutent ; si alors un certain volume contient un nombre total n d'électrons, la puissance qu'il diffuse est celle que transmet une aire $S = n\sigma$. Avec les degrés d'ionisation qui peuvent réellement exister, la diffusion de la lumière par les électrons est toujours très faible ; c'est ainsi qu'elle ne joue aucun rôle appréciable dans la production de la lumière du ciel diurne.

« Il peut en être tout autrement pour les ondes employées en télégraphie sans fil, dont la longueur d'onde est très grande. Tous les électrons contenus dans un grand volume prennent alors des mouvements concordants ; ils envoient dans l'espace des ondes dont les amplitudes s'ajoutent, donnant une intensité énormément plus grande que la somme des intensités qui seraient produites par les charges individuelles. Si les perturbations envoyées par quelque autre région de l'espace ne détruisent pas celle que nous considérons, une onde intense pourra être produite par un nombre relativement faible d'électrons. Selon les cas, on pourra obtenir une véritable réflexion régulière sur une région ionisée de l'espace ou une diffusion importante dans tous les sens.

« Imaginons, par exemple, qu'un volume fini contienne des électrons libres, mais que les plus grandes dimensions de ce volume soient nettement plus petites que la demi-longueur d'onde ; par exemple pour une longueur d'onde de 1 kilomètre ce volume sera contenu dans une sphère dont le diamètre n'excède pas une centaine de mètres. Tous les électrons contenus dans ce volume prennent des mouvements sensiblement concordants et envoient dans une direction quelconque des perturbations concordantes ; si n est le nombre total des électrons contenus dans le volume considéré, l'intensité dans chaque direction est celle que donne un électron multipliée par n^2 , et la puis-

sance totale diffusée est celle qui est transmise à travers la surface $n^2\sigma$, tandis que pour les radiations lumineuses cette surface serait $n\sigma$. On a ici un cas de diffusion dans tous les sens produite par un volume ionisé, dont toutes les dimensions sont petites par rapport à la longueur d'onde.

« Supposons maintenant que la répartition des électrons soit en couches horizontales ; le nombre d'électrons par unité de volume sera fonction seulement de l'altitude z , mais ce nombre est nul en dehors des limites z_0 et z_1 de l'altitude, et l'épaisseur de cette couche ionisée est nettement petite par rapport à la longueur d'onde. Dans le sens horizontal ces couches d'égale ionisation s'étendent sur un grand nombre de kilomètres carrés. Si sur cet ensemble tombe un faisceau se propageant verticalement de bas en haut (plan d'onde horizontal), il y aura une véritable réflexion régulière vers le bas, les perturbations envoyées dans cette direction étant concordantes, tandis qu'elles ne le sont pas dans les autres directions. La puissance totale ainsi réfléchie (et non plus diffusée) croît encore comme le carré du nombre total d'électrons contenus dans la couche ionisée.

« Entre ces deux cas extrêmes (diffusion complète et réflexion régulière) tous les cas intermédiaires sont possibles ; on les trouvera par exemple en supposant une couche peu épaisse, mais de dimensions horizontales, qui ne soient pas très grandes par rapport à la longueur d'onde ; on a alors des phénomènes analogues à ceux que produirait un miroir limité à des dimensions de l'ordre de la longueur d'onde où la réflexion se complique de diffraction.

« Enfin, pour une couche dont l'épaisseur n'est pas petite par rapport à la demi-longueur d'onde, il peut encore y avoir réflexion régulière plus ou moins intense selon la distribution des électrons dans l'épaisseur de la couche et variable avec la longueur d'onde. Il pourra se produire des phénomènes analogues à ceux que présentent les « lames minces » en optique, avec cette différence qu'une couche de plusieurs kilomètres d'épaisseur peut ici jouer le rôle de « lame mince ». Si l'onde incidente n'est pas rigoureusement monochromatique il peut y avoir réflexion inégale des diverses fréquences et chan-

gement apparent de longueur d'onde par réflexion.

« Pour expliquer les curieux effets que l'on constate dans la propagation des ondes, on avait surtout considéré jusqu'ici des phénomènes de réfraction. Tout récemment M. Jouaust a attiré l'attention sur l'importance que peut avoir la diffusion par les électrons. C'est en réfléchissant aux conséquences de cette intéressante idée que je suis arrivé aux conclusions que je viens d'exposer. Le résultat le plus important me paraît être celui-ci : en tenant compte de la concordance de phase entre les électrons vibrant dans un assez grand volume, il peut y avoir soit diffusion, soit réflexion plus ou moins régulière sans que le nombre des électrons soit extrêmement élevé.

« Mes calculs ne constituent d'ailleurs qu'une première et assez grossière approximation. J'ai implicitement supposé que l'énergie enlevée à l'onde incidente reste assez faible pour que l'on puisse considérer tous les électrons comme soumis à la même perturbation. J'ai négligé l'effet des chocs entre électrons et molécules, qui, comme l'a montré Larmor, produisent une absorption d'énergie. Enfin, si les électrons participent au mouvement d'agitation moléculaire, il doit y avoir un effet Doppler qui modifiera la loi de la diffusion et pourra transformer un rayonnement monochromatique en un élément de spectre continu. »

MM. Ponte et Rocard poussent le calcul plus loin que M. Fabry et arrivent à des résultats numériques intéressants :

« ... Considérons des ondes courtes, d'une longueur d'onde de quelques dizaines de mètres ; leur diffusion par les électrons libres de la couche H (couche d'Heaviside), qui a au moins une vingtaine de kilomètres d'épaisseur, est, semble-t-il, analogue à celle de la lumière par un gaz parfait. Mais on calcule alors des effets de diffusion beaucoup trop faibles pour être observés ; il faudrait multiplier par 100.000 le résultat du calcul pour obtenir une réception, ce qu'on peut encore interpréter ainsi : pour qu'il puisse y avoir réception par diffusion, il faut que les électrons libres vibrent 100.000 par 100.000 en concordance de phase. En d'autres termes, la couche H doit non pas être analogue à un gaz d'électrons mais avoir une véritable structure.

« Adoptant ce point de vue, admettons que, pour une cause inconnue, la couche H soit constituée par de petits nuages d'électrons relativement denses dont les dimensions soient petites devant λ . Ces nuages seront en quelque sorte les « molécules » constituant la couche H. Rassemblant chacun de fortes charges négatives, ils vont se repousser mutuellement et s'équilibrer à une distance moyenne à peu près définie, si, pour une raison que nous ignorons, l'ensemble de la couche est stable. On aurait alors une structure analogue à la structure moléculaire d'un liquide. Soit d la distance moyenne de deux « molécules » voisines, λ la longueur d'onde incidente ; la répartition de l'énergie diffusée suivant la direction ne dépend comme l'on sait que du rapport $\frac{\lambda}{d}$, et non des valeurs absolues

de λ et de d . Si d dans la couche H est de l'ordre d'un λ d'ondes courtes, la diffusion de ces ondes par la couche H va être comparable à celle d'un rayonnement X par un liquide ou une poudre cristalline, car la distance des molécules voisines dans de tels corps est aussi de l'ordre des longueurs d'onde de rayons X.

« L'analogie des rayons X va nous guider. Soit un rayonnement de longueur d'onde λ tombant sur la couche H de distance réticulaire d , nous aurons un maximum de diffusion très prononcé sur les génératrices d'un cône de révolution ayant pour axe la direction d'incidence et de demi-angle au sommet θ donné par la loi de Bragg :

$$\lambda = 2d \sin \frac{\theta}{2}$$

« Ces considérations permettent d'éliminer l'existence des zones de silence et leurs particularités, ainsi que le fait d'une limite inférieure des longueurs d'onde qui peuvent « passer ». Traitons simplement la propagation dans un plan vertical contenant le poste émetteur. La terre est un cercle de rayon R ; la couche H de rayon $R + h$ est concentrique. Au λ considéré correspond un θ précis. Chaque petit élément de la couche H est atteint par un rayon direct et diffuse principalement dans une direction θ à partir de ce rayon. Faisons varier l'élément considéré de la couche H ; on voit que les rayons diffusés ainsi construits ont une enveloppe qui va recouper en

général la terre en un point qui sera précisément la limite de la zone de silence, car il n'y a pas de rayonnement diffusé à l'intérieur de l'enveloppe.

« Les calculs sont simples si l'on suppose h petit devant R . Comparons aux expériences de Holburt et Taylor. Pour des ondes de 16 m., 21 m., 32 m., 40 m., ils donnent les rayons de zone de silence suivants : 2.410 km., 1.300 km., 740 km., 324 km. respectivement en plein jour comme moyenne d'une année. De plus, au dessus de $\lambda = 45$ m. il n'y a plus de zone de silence. Cette dernière donnée nous oblige à prendre $d = 22$ m. En prenant $h = 360$ km., pour faire cadrer au mieux le calcul et les faits, nous obtenons par le calcul les rayons suivants : 2.400 km., 1.500 km., 710 km., 325 km. pour les ondes de 16 m., 21 m., 32 m., 41 m.

« La dernière longueur d'onde qui peut passer s'obtient pour la dernière enveloppe tangente à la terre au lieu de la couper. On l'obtient par les formules simples :

$$\lambda = 2d \sin \frac{\theta}{2} \quad \text{et} \quad \cos \frac{\theta}{2} = \frac{R}{R+h}$$

$h = 360$ km. nous donne ici $\lambda = 14$ m. en moyenne, conforme à l'expérience. Les grandes variations des zones de silence qui s'observent s'expliquent ici par des variations relativement bien plus faibles de d ou assez fortes de h , dont la valeur moyenne 360 km. trouvée par nous paraîtra peut être un peu forte quoique acceptable.

« Un autre point est à signaler : l'énergie des rayons diffusés est accumulée le long de l'enveloppe, un peu comme pour une caustique ; le bord de la zone de silence va donc être une région de réception intense et les moindres variations de h et de d y créent un fading également intense. Enfin, l'énergie diffusée par un élément ne l'est pas uniquement dans la direction θ ; il y a en plus une diffusion très faible à peu près inorientée : elle explique bien les réceptions faibles d'Ekersley dans les zones de silence. Il faut donc faire appel à la diffusion ; nous pensons avoir montré qu'elle suffirait peut-être à expliquer l'ensemble des faits concernant les ondes courtes. »

* *

Si la haute atmosphère, par son ionisation, joue un rôle capital dans la propagation des ondes électromagnétiques, celui de la basse atmosphère

n'est pourtant pas négligeable. Pour mettre en évidence l'influence des couches aériennes les plus basses, la meilleure méthode consiste à dresser des cartes de propagation et à les comparer aux cartes météorologiques obtenues en même temps. Le tracé de ces cartes de propagation est très délicat et nécessite le concours de bon nombre de collaborateurs exercés. Voici en quels termes s'exprime M. Bureau à leur sujet :

« L'étude expérimentale des zones de silence est basée sur l'établissement des cartes représentant les conditions de réception, à un instant déterminé, d'une émission de courte longueur d'onde, et ceci pour différentes longueurs d'onde. J'ai répété ce travail pour les heures successives d'une journée de manière à suivre la transformation dans le temps des images dans l'espace obtenues le long des longueurs d'onde. Les résultats obtenus montrent que l'on peut utiliser des observations qualitatives, en se limitant à différencier les auditions fortes, les auditions faibles, les silences. Les points où l'audition est analogue se groupent en effet d'une manière remarquablement cohérente ; il apparaît bien ainsi que les différences dues aux observateurs et aux récepteurs disparaissent pour la plupart devant celles qui sont dues à la variabilité du phénomène dans l'espace.

« Diverses séries de cartes (plusieurs centaines) furent ainsi tracées en 1927 et en 1928 à l'aide d'un réseau de plus en plus dense et de plus en plus étendu. A la fin de 1928, il comportait en France environ 35 observateurs, 8 en Afrique du Nord français et une quinzaine dans le reste de l'Europe. Pour en parachever le tracé, je me suis laissé guider par le principe de continuité en admettant que, à travers les multiples cartes relatives aux différentes heures, aux diverses fréquences, aux diverses journées, on doit retrouver dans l'espace, dans le temps, dans la gamme des fréquences, une continuité dans l'évolution des phénomènes. De même, en météorologie, on ne saurait délimiter les diverses masses d'air en travaillant sur une carte isolée, et pour le faire on se laisse guider par l'histoire des phénomènes et par la continuité obligatoire d'une carte à la suivante.

« On constate ainsi que les zones de silence ne présentent, pour ainsi dire

jamais, un aspect régulier et symétrique autour de l'émetteur ; qu'elles peuvent varier dans de très grandes proportions d'un jour à l'autre ; qu'elles n'évoluent pas toujours dans le même sens le long des longueurs d'onde. Le dessin des zones de silence se prolonge dans celui de zones d'audition faible. De plus, les zones de silence laissent très souvent apparaître en leur centre une zone d'audition, tantôt variable, tantôt forte (mais presque toujours homogène) d'extension très variable (allant jusqu'à quelques centaines de kilomètres) et qui n'est aucunement la zone de perception du rayonnement direct. Les zones de silence prennent donc l'aspect d'anneaux allongés et plus larges d'un côté que de l'autre. Il arrive que sur un côté leur largeur se restreigne au point qu'elles prennent des allures de croissants. En certains cas, on constate la présence de plusieurs anneaux (ou croissants) d'audition.

« La dissymétrie de ces figures tient à des causes diverses. On observe des causes quasi permanentes et d'ordre géographique. En particulier, les émissions assurées à Paris en octobre, novembre, décembre 1928 ont été entendues dans des conditions exceptionnellement bonnes, au Maroc d'une part, au Nord-Ouest de la France (entre Londres et Saint-Brieuc) d'autre part (zones d'anomalie positive), cet effet n'étant certainement pas dû aux antennes. Par contre, en octobre et en novembre, la Tunisie et parfois la région des Alpes sont souvent des zones d'anomalie négative. On observe aussi l'influence vigoureuse et passagère de causes accidentelles s'exerçant soit sur l'ensemble des longueurs d'onde, soit sur une bande d'ondes assez resserrée. Citons comme cas d'anomalie positive celui du 15 décembre, où de 19 h. à 21 h. en pleine région où la zone de silence devrait normalement s'étendre (sud de la France, des côtes de l'Océan aux Alpes) tous les écouters (trois à Bordeaux, La Réole, Sainte-Marie-de-la-Mer, Istres, Toulon) signalent une audition très forte. Comme anomalie négative et rassemblée autour d'une onde, citons le cas du 6 octobre 1928 à 15 h. 30 sur 42 m. dans l'ouest et le centre de la France.

« Des expériences ont été faites sur deux puissances (150 et 300 watts antenne) et sur trois ondes. Si les zones

de silence sont dues à une réfraction insuffisante (ou à un phénomène du même genre) et si l'absorption n'y joue qu'un rôle secondaire, l'influence de la puissance sera très faible sur les limites des zones de silence. L'expérience a montré au contraire que l'augmentation de puissance ci-dessus (1 à 2 environ) transformait presque toujours l'aspect des cartes de propagation en réduisant dans une forte proportion les zones de silence.

« La comparaison des cartes de différentes journées fait ressortir des caractères d'ensemble propres à chaque journée. En particulier, il est très net que, certains jours, les zones de silence sont, dans leur ensemble, plus étendues que d'autres jours, comme si les couches ionisées s'étaient élevées. D'autres fois, l'extension de la zone de silence ne s'observe que dans certaines directions comme si les couches ionisées s'étaient inclinées.

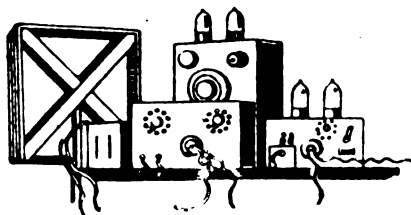
« Ces premiers résultats, tout en précisant les caractères et les anomalies de la propagation ne permettent pas encore d'en dévoiler les causes. Mais comparés à ceux que d'autres méthodes permettent d'atteindre, ils aideront à faire le départ entre l'influence de la haute atmosphère (couches ionisées) et celles de la basse atmosphère (météorologie). Il faudrait en particulier pouvoir les comparer aux mesures directes de la hauteur des couches ionisées faites au même jour et sur la même longueur d'onde. De toute manière, la conception de la multiplicité des couches ionisées s'impose de plus en plus, ne serait-ce que pour expliquer les anomalies observées le long des longueurs d'onde et les zones d'audition intérieures aux zones de silence.

Par ailleurs, l'action météorologique semble loin d'être négligeable comme le montre la comparaison des cartes de propagation et de certaines

cartes météorologiques (celles qui mettent en évidence fronts et masses d'air). L'explication suivante peut, en attendant d'autres résultats, être donnée à titre provisoire :

« Les couches ionisées de la haute atmosphère jouent le rôle principal ; mais en certains cas critiques, une faible modification peut décider entre deux chemins possibles et différents à travers les couches ionisées. Cette modification peut-être le fait des phénomènes de la troposphère qui deviendraient à ce moment les arbitres de la propagation et décideraient du sort de l'onde. »

La constitution de la haute atmosphère ne sera, certes, pas connue avant de longues années ; mais, dès maintenant, les résultats obtenus par les différentes branches de la Science : météorologie, optique, électricité se complètent heureusement et l'on peut espérer que les progrès seront rapides.



LA TECHNIQUE RADIOELECTRIQUE

La question de l'amplification

(Suite)

par P. OLINET

■ ■ ■ ■ ■

Les résistances négatives jouent un rôle considérable dans les circuits modernes de T. S. F. C'est grâce à elles que l'on peut faire fonctionner un poste émetteur. C'est aussi grâce à elle que l'on augmente le rendement d'un récepteur. Leur étude est donc très intéressante car c'est par leur utilisation rationnelle que l'on peut obtenir le rendement maximum d'un appareil.

II. LA RÉALISATION DES RÉSISTANCES NÉGATIVES

J'AI au cours du précédent article précisé certains points relatifs à cette question. Je suis arrivé à la conclusion essentielle suivante, après avoir étudié le fonctionnement d'un diode :

Débitant sur une résistance extérieure fixe, un diode ne peut être considéré comme tel ; alimenté sous une tension constante (en valeur efficace) mais travaillant sur un circuit d'utilisation dont la résistance varie, il peut être remplacé par une résistance négative.

Laissant de côté ces considérations, je voudrais étudier aujourd'hui la réalisation des résistances négatives ; j'insiste sur l'importance énorme de cette question car c'est, à mon avis, dans ce sens qui doit s'orienter la radiotechnique. Je justifierai ceci ultérieurement dans des conclusions générales. Pour mettre un peu d'ordre dans un sujet aussi vaste, je le diviserai en trois rubriques :

- 1° Combinaison de triode ;
- 2° Lampes uniques ;
- 3° Cristaux et contacts.

Le choix pourra paraître illogique car il fait passer le simple après le composé, mais la première catégorie fait appel à des notions extrêmement connues tandis qu'il n'en est plus de même dans la suite. Enfin, dans la troisième catégorie, on est réduit beaucoup plus aux hypothèses qu'aux affirmations.

Ayant étudié les propriétés d'organes doués d'une résistance négative, il me paraît intéressant maintenant d'étudier leur réalisation. Ce n'est pas que la question soit particulièrement simple, ni qu'elle soit dénuée d'intérêt, mais elle apparaîtra beaucoup plus complexe qu'on ne la soupçonne à première vue.

1° COMBINAISON DE TRIODES

Les trois combinaisons que je voudrais envisager sont les suivantes :

- A) Le Kallirotron de *Turner*.
- B) Le Biotron de *J. Scott-Taggart*.
- C) Le multivibrateur d'*Abraham et Bloch*.

Un article très documenté ayant traité de cette question dans ces colonnes, je passerai sous silence le multivibrateur, me contentant de le signaler.

Dans chacun des deux autres cas, j'établirai les équations de fonctionnement.

On relèvera, au fur et à mesure de l'exposé, un défaut grave de cette manière de faire : il faut un nombre de batteries indépendantes assez grand ; or, ceci complique l'alimentation à un point tel que ces conceptions sont plus intéressantes au point de vue spéculatif que pratique. Il y a pourtant intérêt à les étudier car ce sont les jalons d'une route ; c'est après avoir parcouru le passé qu'on peut s'élancer vers l'avenir. L'expérience prouve que

rien ne naît de rien ;
rien ne se crée en un jour.

Il faut donc patienter et travailler la question. Elle paraît digne d'un meilleur sort que celui qui lui est fait actuellement.

A) LE KALLIROTRON

Le Kallirotron est le résultat de la combinaison de deux triodes, comme le montre la figure 1. On peut envisager successivement l'emploi comme

- a) Amplificateur ;
- b) Oscillateur ;

Pratiquement, le montage de *Turner* a surtout reçu des applications comme limiteur de tension au point de vue suppression des parasites, mais il est susceptible d'emplois intéressants, comme cet exposé nous le montrera.

Quant à la construction, elle apparaît très simple, car il n'entre que des résistances qui, étant donné les intensités qui sont appelées à y circuler, sont très faciles à réaliser avec toute la stabilité désirable. Ceci est un avantage, compensé, il est vrai, par l'emploi de batteries séparées et de deux tubes. Il se pourrait, pourtant, que l'emploi de lampes multiples apporte une solution élégante à cette question. Resterait l'alimentation. Il ne faut pas songer à la simplifier et il faut deux batteries de grille et deux de plaque...

Quels que soient les inconvénients pratiques que l'on rencontre dans la réalisation de ce montage, il y a un intérêt évident à l'étudier car il est, en quelque sorte, le prototype de l'ob-

D'après ce que j'ai eu l'occasion de dire dans un précédent article sur les caractéristiques dynamiques, on sait que les pentes σ_1 et σ_2 de ces courbes sont données par

$$\sigma_1 = \frac{k_1}{\rho_1 + R_1 + r_1}$$

$$\sigma_2 = \frac{k_2}{\rho_2 + R_2 + r_2}$$

d'où on tire

$$\rho_1 + R_1 + r_1 = \frac{k_1}{\sigma_1}$$

$$\rho_2 + R_2 + r_2 = \frac{k_2}{\sigma_2}$$

L'expression (10) s'écrit alors :

$$\begin{aligned} k_1 u &= i_1 \left[\frac{k_1}{\sigma_1} - \frac{k_1 k_2 r_1 r_2 \sigma_2}{k_2} \right] \\ &= k_1 i_1 \left[\frac{1}{\sigma_1} - r_1 r_2 \sigma_2 \right] \end{aligned}$$

ou finalement

$$u = i_1 \frac{1 - r_1 r_2 \sigma_1 \sigma_2}{\sigma_1} \quad (11)$$

La pente S que nous cherchons est donc définie comme il suit

$$S = \frac{i_1}{u} = \frac{\sigma_1}{1 - r_1 r_2 \sigma_1 \sigma_2} \quad (12)$$

Que signifie ceci ? La pente S de l'ensemble de la figure 1 est, quand la tension à amplifier est intercalée entre A et B, représentée par 2.

On remarquera que le raisonnement reste le même, par raison de symétrie si on intercalait cette tension u dans la grille de 2. La symétrie du montage en est le garant.

Que peut-on conclure de (12) ? Nous sommes maîtres de σ_1 , σ_2 , r_1 et r_2 ; en effet, le choix de σ_1 et σ_2 n'implique pas celui de r_1 et r_2 puisque nous avons encore R_1 et R_2 à notre disposition.

On peut :

a) Augmenter S en agissant sur $r_1 r_2$ quelles que soient les constantes des tubes qui peuvent même être quelconques et différentes.

b) Dans le cas où, en 1 et 2, on place deux tubes du même modèle, alimentés identiquement, on a :

$$k_1 = k_2$$

$$\rho_1 = \rho_2$$

Supposons que, pour maintenir la symétrie, nous ayons réalisé

$$\begin{aligned} r_1 &= r_2 \\ R_1 &= R_2 \end{aligned}$$

on aura

$$S = \frac{\sigma_1}{1 - r^2 \sigma^2} \quad (13)$$

en appelant r et σ les valeurs de ces constantes communes. On a diminué les réglages possibles, mais les résultats restent les mêmes.

c) Si on augmente r_1 et r_2 suffisamment pour

$$\sigma_1 \sigma_2 r_1 r_2 > 1$$

la pente S devient négative et le système est instable.

Pour que, augmentant r_1 et r_2 , σ_1 et σ_2 ne diminuent pas, il me suffit de diminuer R_1 et R_2 de valeurs égales aux augmentations que j'aurai fait subir aux deux autres résistances.

Ces considérations vont être complétées par des vues nouvelles sur le deuxième cas.

2° Au lieu d'intercaler la tension à amplifier en A B, on peut la placer en D en fermant évidemment le circuit de grille entre A et B. Nous allons voir qu'un système envisagé de cette manière a aussi des propriétés de résistance négative. Dans ce second cas, nous calculerons la résistance équivalente.

On a alors

$$v \neq 0 \quad u = 0$$

On pourrait, de même, calculer un coefficient d'amplification.

Dans le cas présent, les équations deviennent :

$$\begin{aligned} u_1 &= r_1 i_1 \\ u_2 &= r_1 i_1 \\ (\rho_1 + R_1 + r_1) i_1 &= K_1 u_1 + v \\ (\rho_2 + R_2 + r_2) i_2 &= K_2 u_2 \end{aligned} \quad (14)$$

Il faut éliminer $i_2 u_1$ et u_2 .

On a évidemment :

$$\begin{aligned} (\rho_1 + R_1 + r_1) i_1 &= k_1 r_2 i_2 + v \\ (\rho_2 + R_2 + r_2) i_2 &= k_2 r_1 i_1 \end{aligned} \quad (15)$$

$$i_2 = \frac{k_2 r_1}{(\rho_2 + R_2 + r_2)} i_1 \quad (16)$$

et, enfin,

$$(\rho_1 + R_1 + r_1) i_1 = \frac{k_1 k_2 r_1 r_2 i_1}{(\rho_2 + R_2 + r_2)} + v \quad (17)$$

En tenant compte des valeurs σ_1 et σ_2 définies plus haut, l'équation (17) devient

$$\frac{k_1}{\sigma_1} i_1 = k_1 k_2 r_1 r_2 i_1 \times \frac{\sigma_2}{k_2} + v \quad (18)$$

et enfin

$$\frac{k_1}{\sigma_1} i_1 = k_1 \sigma_2 r_1 r_2 i_1 + v \quad (19)$$

$$\begin{aligned} v &= i_1 \left[\frac{k_1}{\sigma_1} - k_1 \sigma_2 r_1 r_2 \right] \\ &= i_1 k_1 \left[\frac{1 - \sigma_1 \sigma_2 r_1 r_2}{\sigma_1} \right] \end{aligned} \quad (20)$$

D'après les définitions antérieures, la résistance intérieure R équivalant à la combinaison des deux tubes à vide est

$$R = \frac{v}{i_1} = k_1 \left(\frac{1 - \sigma_1 \sigma_2 r_1 r_2}{\sigma_1} \right) = \frac{k_1}{S} \quad (21)$$

on tire de (21) deux conclusions.

La première est que l'on a évidemment

$$k_1 = RS \quad (22)$$

La seconde est que, par suite, puisque K_1 donné est essentiellement positif K à le signe de S. On peut donc par un choix convenable des constantes des lampes et des circuits obtenir n'importe quelles valeurs de R. On peut donc envisager aussi bien avec un tel schéma l'amplification en série ou en parallèle. Je reviendrai sur cette question.

3° Nous allons enfin calculer le facteur d'amplification équivalent. Il est égal à

$$K = \frac{v}{u} \quad (23)$$

Il nous faut, cette fois, résoudre complètement le système d'équations que nous avons posé au début, soit

$$\begin{aligned} u_1 &= u + r_2 i_2 \\ u_2 &= r_1 i_1 \\ \frac{k_1}{\sigma_1} i_1 &= k_1 u_1 + v \\ \frac{k_2}{\sigma_2} i_2 &= k_2 u_2 \end{aligned}$$

en employant les notations équivalentes qui simplifient l'écriture.

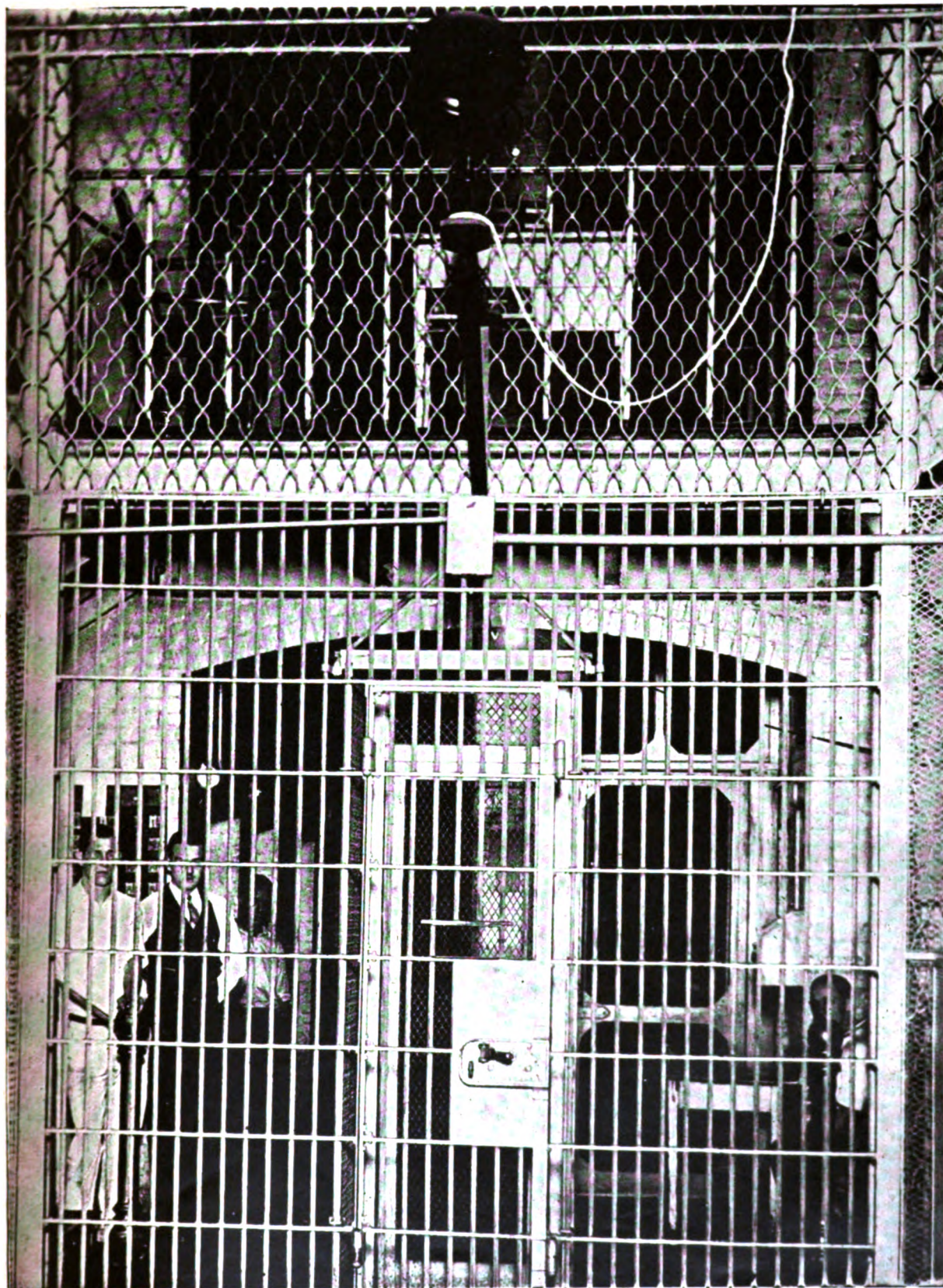
On tire facilement de ces équations les valeurs de

$$k = \frac{v}{u}$$

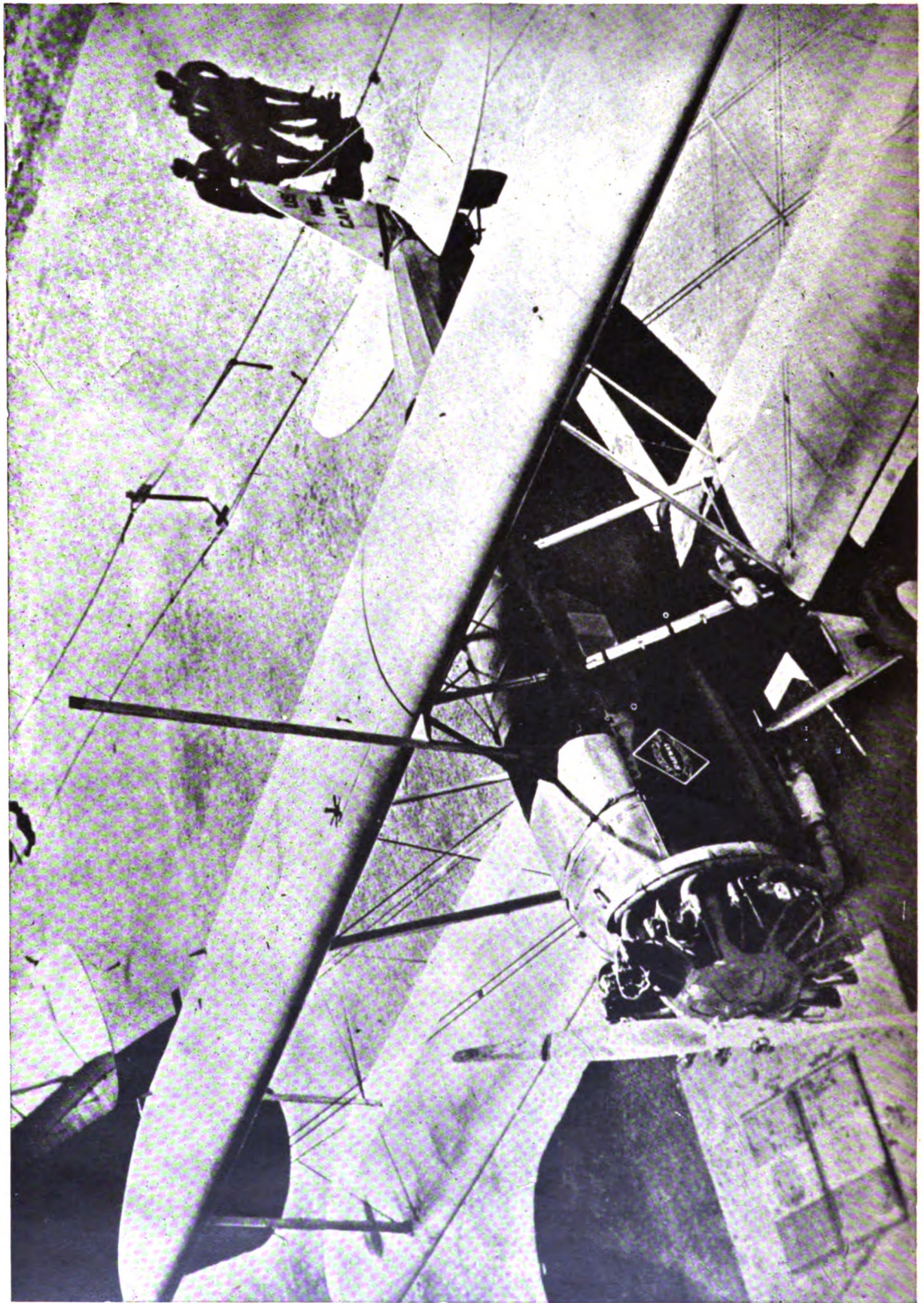
On constate, comme il est facile de s'en rendre compte, que K prend toutes les valeurs possibles (positives, nulles, négatives).

Ces différentes équations nous permettent de tirer des conclusions au sujet de cet assemblage de triodes :

D'une part, et cela est particulièrement intéressant, les propriétés sont



LA T. S. F. DANS LES PRISONS AMÉRICAINES



UNE NOUVELLE ANTENNE POUR AVIONS

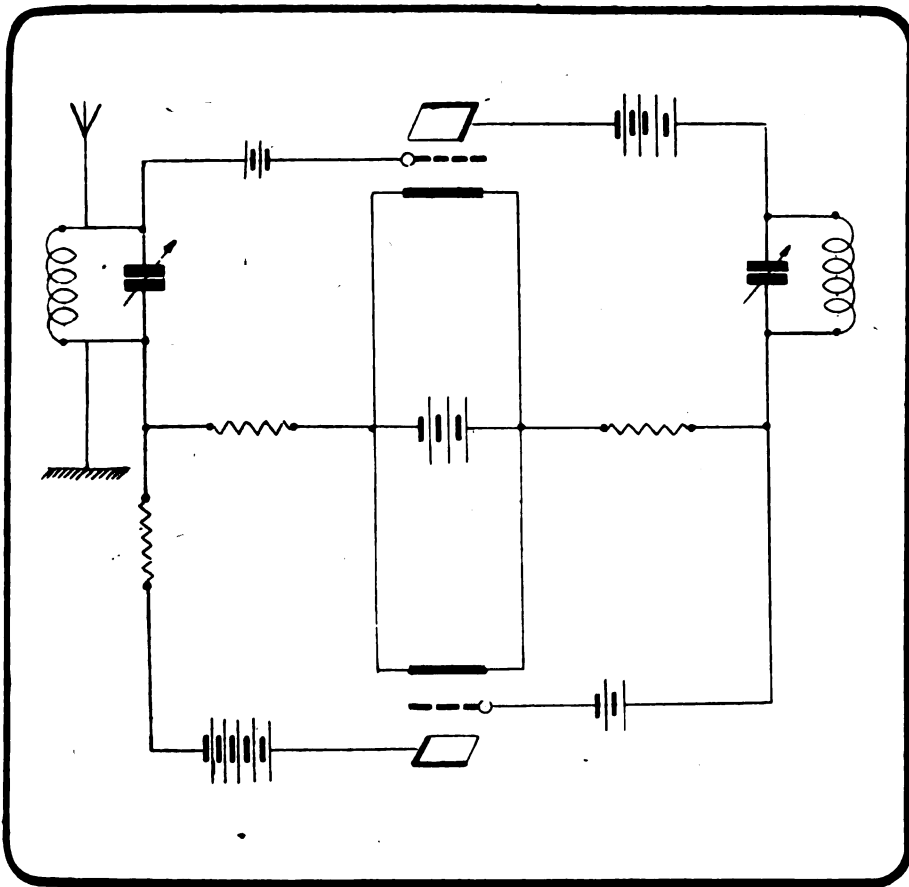


Fig. 2.

absolument indépendantes de la nature des tubes à vide ; il est même possible, comme je l'ai déjà signalé, de se servir de tubes ayant des constantes différentes. L'ajustage des diverses résistances permet d'arriver à des valeurs symétriques des tensions et c'est ceci le principal. Mais ce n'est pas tout ; le Kallitron jouit d'une première propriété intéressante et enfin a une souplesse remarquable.

En effet, figure 2, intercalons entre A B le circuit d'accord d'un collecteur d'ondes quelconque et plaçons en D un circuit oscillant. Selon ce que nous savons des résistances négatives, des oscillations seront entretenues sous certaines conditions, dans ce circuit et à une fréquence qui dépend de sa composition. Ces oscillations seront modulées par les ondes incidentes. On touche du doigt un changeur de fréquence très simple. On remarquera, à ce sujet, que la résistance R_1 est remplacée par le circuit oscillant local.

On peut se demander si on peut faire

$$R_1 = R_2 = 0$$

Théoriquement, il ne semble pas qu'il y ait aucun inconvénient à cela

mais ceci demande à être confirmé par l'expérience ; les équations sont à modifier seulement pour

$$\sigma_1 = \frac{k_1}{\rho_1 + r_1}$$

$$\sigma_2 = \frac{k_2}{\rho_2 + r_2}$$

Après avoir esquissé cette intéressante application, je voudrais montrer combien ce système est souple, permettant par des combinaisons convenables la réalisation pratique de toutes les grandeurs de résistance négative, ce que nous n'aurons pas à notre disposition dans la suite. Ceci est important à prouver.

Pour ce faire, je supposerai que

$$R_1 = R_2$$

$$r_1 = r_2 = r$$

$$\rho_1 = \rho_2$$

d'où

$$\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma$$

et la valeur de la résistance équivalente est donnée par la formule (21) qui devient

$$R = k_1 \frac{1 - \sigma^2 r^2}{\sigma} \quad (24)$$

Supposons que nous voulions réaliser une résistance négative telle que (en valeur relative) on ait

$$R = R_0$$

Il vient

$$k_1 \sigma^2 r^2 + R_0 \sigma - k_1 = 0 \quad (25)$$

Le produit des racines étant toujours négatif

$$\frac{c}{a} = -\frac{1}{\sigma^2 r^2}$$

il s'ensuit qu'on a toujours une solution à l'équation en σ quel que soit R_0 . Ceci est tout à fait intéressant puisque nous pouvons faire varier R en agissant simplement sur r_1 ou r_2 ; cette souplesse sera inconnue dans la suite.

Comme on le trouve aisément, la valeur de σ est donnée par

$$\sigma = \frac{-R_0 \pm \sqrt{R_0^2 + 4k_1 r^2}}{2k_1 r^2} \quad (26)$$

D'autre part, on a aussi

$$\sigma = \frac{k}{\rho + R + r} \quad (27)$$

Je pose tout d'abord que l'on ne peut se donner σ puisque ceci revient à choisir r . Je noterai, en plus, que les valeurs de σ doivent être modifiées quand on remplace R_1 et R_2 par un circuit qui a une résistance équivalente (voir mon article, « Amplification et caractéristique » : Q S T n° 62 in fine).

En remplaçant dans l'expression ci-dessus (26) σ par sa valeur tirée de 27 on a :

$$\frac{k_1}{\rho + R + r} = \frac{-R_0 \pm \sqrt{R_0^2 + 4k_1 r^2}}{2k_1 r^2} \quad (28)$$

expression qui est bien homogène, comme un coup d'œil en assure de suite.

Il est intéressant de savoir, R étant donné et quelconque (résistance fixe ou équivalente, etc.) comment varie r avec R_0 . Je remarque, une fois de plus, qu'on ne saurait prendre R comme variable car ceci est souvent un circuit imposé ; évidemment le problème peut être beaucoup plus complexe si on ne réalise pas les hypothèses de simplification posées en commençant et on ne conçoit pas la raison de ceci. Il n'y aurait qu'une égalité complexe à réaliser :

$$R_1 = R_2$$

Si R_2 est une résistance apparente variant avec la fréquence et travaillant à fréquence variable. On sait que la

résistance apparente d'un circuit oscillant RLC est

$$R_1 = \frac{L}{RC} = \frac{1}{R} \times \frac{L}{C}$$

en conservant constant le rapport $\frac{L}{C}$ qui correspond au meilleur rendement et au moyen de systèmes sur lesquels je reviendrai, on conserve bien à R une valeur constante.

Je me bornerai donc à étudier l'expression

$$r = f(R_0)$$

de (28) on tire

$$2k^2r^2 = (\rho + R + r) \left[-R_0 \pm \sqrt{R_0^2 + 4k^2r^2} \right] \quad (29)$$

en appelant k le facteur d'amplification des tubes à vide qui sont quelconques mais identiques.

Il est évident que le signe moins devant le radical ne peut convenir ; l'équation est donc celle correspondant au signe plus.

Dire que la résistance équivalente R est négative revient d'après (24) à la condition première

$$r^2 > \frac{1}{\sigma^2}$$

ou encore

$$r^2 > \frac{(\rho + R + r)^2}{k^2}$$

soit finalement

$$r^2(k^2 - 1) - 2r(\rho + R) - (\rho + R)^2 > 0$$

Ceci implique la condition

$$r > \frac{\rho + R}{k - 1} \quad (30)$$

En effet, une racine est négative et correspond au signe moins devant le radical. L'autre racine est

$$\begin{aligned} r &= \frac{(\rho + R) + \sqrt{(\rho + R)^2 + (\rho + R)^2(k^2 - 1)}}{k^2 - 1} \\ &= \frac{(\rho + R) + k(\rho + R)}{k^2 - 1} \\ &= \frac{(\rho + R)(k + 1)}{(k - 1)(k + 1)} \end{aligned}$$

La condition (30) indique dans quelles conditions pour des lampes données, r est relié à R.

Voici donc une première condition déterminée et celle-ci est indépendante de R_0 . Supposons cette condition strictement réalisée, on peut être tenté de remplacer $(\rho + R + r)$ par kr ; l'expression (29) devient donc

$$2k^2r^2 = kr \left[-R_0 + \sqrt{R_0^2 + 4k^2r^2} \right]$$

ou en simplifiant, la solution

$$r = 0$$

devant être écartée à cause de (30) on a

$$2kr = -R_0 + \sqrt{R_0^2 + 4k^2r^2}$$

ou en faisant passer R_0 dans le premier membre et en élevant au carré, il vient

$$\begin{aligned} (2kr + R_0)^2 &= 4k^2r^2 + R_0^2 + 2krR_0 \\ &= R_0^2 + 4k^2r^2 \end{aligned}$$

Ceci conduit à un résultat faux, car j'ai fait une hypothèse sur R_0 , ce qui est inexact.

L'expression totale (29) est

$$2k^2r^2 = (\rho + R + r) \left[-R_0 + \sqrt{R_0^2 + 4k^2r^2} \right]$$

En faisant $R_0 = 0$ il vient

$$2k^2r^2 = (\rho + R + r)(2kr)$$

ou

$$\begin{aligned} 2kr &= \rho + R + r \\ r(2k - 1) &= \rho + R \\ r &= \frac{\rho + R}{2k - 1} \quad (31) \end{aligned}$$

Cette condition (31) est contradictoire avec (30) puisque la valeur de r trouvée est inférieure à cette limite. Cette valeur limite (30) portée dans (29) donne

$$2k^2 \left(\frac{\rho + R}{k - 1} \right)^2 = \left(\rho + R + \frac{\rho + R}{k - 1} \right) \left[-R_0 + \sqrt{R_0^2 + 4k^2 \left(\frac{\rho + R}{k - 1} \right)^2} \right]$$

ce qui donne la plus petite valeur de R_0 pouvant être réalisée. On peut négliger 1 devant R si les tubes sont prévus dans ce sens ; il vient alors

$$2(\rho + R) - R_0 + \sqrt{R_0^2 + 4(\rho + R)^2}$$

bien entendu, dans le cas où les facteurs d'amplification sont grands.

Les considérations développées ici me paraissent suffisantes pour bien fixer les idées du lecteur sur la question de cette combinaison de tubes à vide qui m'a paru intéressante.

B) LE BIOTRON

Mais le Kallirotron n'est pas la seule combinaison possible entre des tubes à vide pour obtenir une résistance négative.

Le Biotron dû à J. Scott-Taggart permet d'obtenir le même résultat. La combinaison est celle représentée sur la figure 3. Le fonctionnement en résistance négative est dû à un renverse-

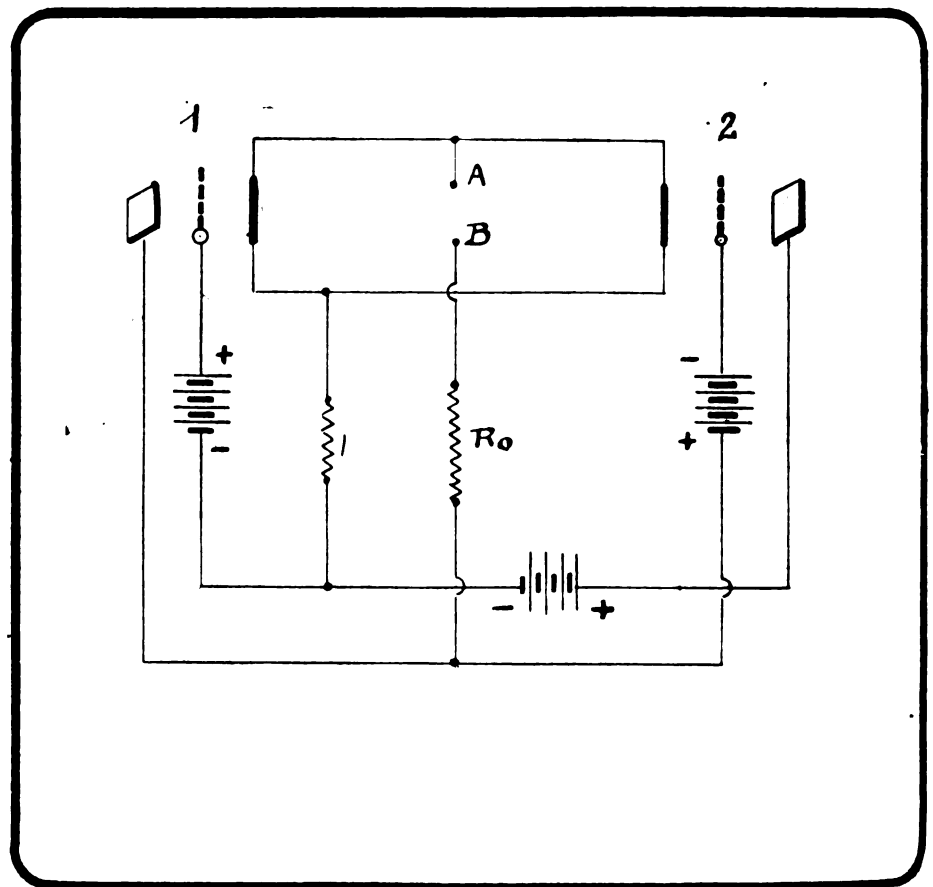


Fig. 3

ment de la phase par la seconde lampe.

Supposons qu'entre les points A et B nous provoquions un accroissement de la tension appliquée ; que va-t-il se passer ? Cette augmentation sera concomitante avec un accroissement de la tension de la grille de 2 ; il s'ensuit une augmentation de l'intensité du courant de plaque et, par suite de la présence de r , une chute de la tension de la grille de 1 et, finalement, une diminution du courant de plaque de cette lampe.

Donc, contrairement à ce qui se passe dans un tube à vide, à un accroissement de la tension appliquée correspond une diminution de l'intensité du courant de plaque et inversement.

On en conclut immédiatement à des propriétés de résistances négatives si la diminution du courant par action de la seconde lampe est supérieure à l'accroissement provoqué entre A et B.

Pratiquement, comme dans le cas du Kallitron, il faut un certain nombre de batteries indépendantes et ceci complique évidemment beaucoup le problème :

Comme dans le cas précédent, nous allons calculer la résistance équivalente à cet ensemble.

Je poserai pour les constantes des lampes k_1, k_2, ρ_1, ρ_2 comme c'est l'habitude.

Je nommerai de plus :

i_1 et i_2 les intensités des courants de plaque.

u_1 et u_2 les valeurs des tensions de grille.

v la tension appliquée entre A et B.

Pour la première lampe, on a

$$i_1(\rho_1 + R_0) = k_1 u_1 + v$$

pour la seconde, on aura

$$i_2(\rho_2 + r) = k_2 u_2$$

Mais, d'autre part, on trouve facilement que

$$u_2 = v$$

$$u_1 = -R i_2$$

comme l'examen de la figure 3 le montre de suite.

Je rappelle que l'on a, par définition,

$$R = \frac{v}{i_1}$$

R étant la valeur de la résistance apparente de la combinaison.

On trouve successivement

$$i_2(\rho_2 + r) = k_2 v = -(\rho_2 + r) \frac{u_1}{r}$$

de cette dernière équation, on tire

$$u_1 = -\frac{k_2 r v}{(\rho_2 + r)}$$

Ceci porte dans la première équation, il vient

$$i_1(\rho_1 + R_0) = \left(-\frac{k_1 k_2 r}{(\rho_2 + r)} + 1\right) v$$

et finalement

$$R = \frac{v}{i_1} = \frac{\rho_1 + R_0}{1 - \frac{k_1 k_2 r}{\rho_2 + r}} \quad (A)$$

On remarquera que ce fonctionnement est dû au passage du courant de plaque de la seconde lampe à travers une résistance — r — qui définit la tension de la grille de la première lampe.

L'expression (A) montrant qu'on peut rendre R négatif est satisfaisant à la condition

$$1 - \frac{k_1 k_2 r}{\rho_2 + r} < 0$$

soit, pour ce qui regarde r :

$$r > \frac{\rho_2}{(k_1 k_2 - 1)}$$

On remarquera que R_0 n'intervient pas ; les réflexions faites pour le Kallitron conservent toute leur valeur ici.

Dans la totalité des cas pratiques

$$k_1 k_2 \gg 1$$

il vient donc

$$r > \frac{\rho_2}{k_1 k_2}$$

mais, d'autre part

$$\frac{\rho_2}{k_2} = \frac{1}{S_2}$$

S_2 désignant la pente de la caractéristique de la seconde lampe quand r n'est pas en circuit ; il faut donc finalement

$$r > \frac{1}{S_2 k_1}$$

Pratiquement, on peut poser

$$k_1 = k_2 = 10$$

$$\rho_2 = 20.000 \text{ ohms.}$$

Il vient alors

$$r > \frac{20.000}{100} \text{ ou } r > 200 \text{ ohms}$$

On remarquera que r augmente avec ρ_2 et diminue avec k_2 , en jouant des constantes d'alimentation du second tube, on pourra couvrir une beaucoup plus grande gamme avec une variation donnée de r .

J'ai dit qu'on avait

$$R = \frac{\rho_1 + R_0}{1 - \frac{k_1 k_2 r}{(\rho_2 + r)}}$$

La nécessité de l'existence de R_0 ne saute pas aux yeux parce que R_0 représente la résistance apparente de l'organe qui crée la force électromotrice d'excitation entre A et B.

Soit à réaliser une valeur

$$R = a$$

Comme précédemment, pour simplifier, on peut poser

$$\rho_1 = \rho_2 = \rho$$

$$k_1 = k_2 = k$$

Il vient alors

$$a = \frac{\rho + R_0}{(\rho + r) - k^2 r} = \frac{(\rho + R_0)(\rho + r)}{\rho + r(1 - k^2)}$$

a étant essentiellement négatif, je l'écrirai $(-a)$; on a alors

$$-a\rho - ar(1 - k^2) = (\rho + R_0)(\rho + r) = \rho(\rho + k^2) + r(\rho + R_0)$$

d'où on tire

$$-r[a(1 - k^2) - (\rho + R_0)] = a\rho + \rho(\rho + R_0) = \rho[a + \rho + R_0]$$

La valeur de r est définie par

$$r = \frac{\rho[a + \rho + R_0]}{(\rho + R_0) - a(1 - k^2)}$$

Pour une résistance limite qui est, comme je l'ai dit plus haut :

$$r = \frac{\rho}{k^2}$$

il vient

$$a = \infty$$

Ensuite, plus r augmentera, plus a diminuera. Quand r est infini, il vient

$$a = \frac{\rho + R_0}{1 - k^2}$$

En jouant ainsi des différentes constantes, on peut avoir toute la souplesse désirée.

CONCLUSION

Nous avons étudié aujourd'hui les combinaisons de tubes à vide formant des résistances négatives ; dans le prochain article nous étudierons l'obtention d'un même résultat avec un seul tube car, comme nous l'avons vu ici, l'alimentation est un inconvénient prohibitif.

(A suivre.)

Recherches et essais sur les lampes de T. S. F.

(Suite)

par A. KIRILOFF, Ingénieur Radio E. S. E.

■ ■ ■ ■ ■

LAMPES A CHAUFFAGE EN ∞ .

La technique a, depuis assez longtemps déjà, entrepris les recherches de ce problème, mais, malgré tous les efforts, la solution définitive n'en a pas encore été trouvée, malgré que d'importants perfectionnements aient été apportés à la lampe à chauffage en ∞ . La lampe W, chauffant 4 v. 0 a. 18, a été l'une des premières lampes à chauffage en ∞ . Les constructeurs pensaient augmenter l'inertie thermique de la lampe, en augmentant la section du filament, de même qu'ils espéraient que les variations d'intensité du courant ∞ s'opéreraient avec une plus grande inertie et auraient, grâce à cela, une moindre influence sur l'émission (I_p). La seconde étape de ces essais est la lampe Radiosecteur, qui accuse une inertie thermique encore plus grande (filament 2 v. 2 ; 2 a. 2). Malheureusement, ces lampes n'ont également pas été suffisantes, bien que, vers ce même temps, était déjà étudié et réalisé le schéma du retour du filament à équipotentiel. (Voir la fig. 101). Une nouvelle et intéressante étape est l'apparition de la lampe Euréka, qui a pour base le fait suivant : une substance émissive est posée sur le filament chauffé en ∞ , substance qui fournit une émission constante. Plusieurs types de ces lampes ont été réalisés; ainsi, par exemple, il est enroulé sur le filament en tungstène un mince filament à tungstène thorié (par exemple 0,06). L'enroulement se fait complet ou par section. Ces lampes donnent une émission assez constante et le ronflement dans le récepteur n'est pas important. (Voir la fig. 102). Un essai, très intéressant, dans ce sens, est la série de lampes fabriquée en Amérique par le docteur A. N. Lucian.

Il est facile de se rendre compte des principes de ces lampes sur le schéma de la figure 103.

Du même genre est la série de lampes du type BW 1010, parues il n'y a pas bien longtemps à la Compagnie des lampes, et dont le principe est le suivant (fig. 104) :

Le filament est alimenté en courant ∞ , ayant 2 v. 5. 1 a. 7; ce filament est placé dans un tube isolateur spécial et sur lequel est appliquée une couche émissive, et réuni avec l'électrode cathode. Lors du chauffage se produit une émission des électrons et la lampe fonctionne normalement.

Pour la facilité du réglage du filament, il est parfois utile de placer la spirale chauffée en continu, ainsi que cela est fait par J. Hawadier (british patent) (fig. 105).

La lampe Marconi K. L. 1, construite sur les mêmes principes, n'apporte pas de changement sensible aux constructions susmentionnées (électrodes inclinées). Une nouvelle et intéressante étape, dans cette région des recherches, est représentée par les lampes radioréseau (Radiotechnique).

Le principe de ces lampes est visible sur la figure 107.

Ces lampes possèdent un filament spécial, monté en parallèle. On parvient à obtenir les améliorations suivantes :

1° Grâce à une plus grande quantité de fil en $\parallel$, l'on atteint une inertie calorifique considérable.

2° Grâce à la faible longueur de chaque filament élémentaire, l'on parvient à obtenir une tension de chauffage très faible (0 v. 55) et une température très faible, ce qui donne une grande longévité et solidité (fils courts).

3° Grâce à un potentiomètre spécial, placé dans le tube et à la construction du filament en $\parallel$, l'on obtient la possibilité de supprimer le bruit de secteur.

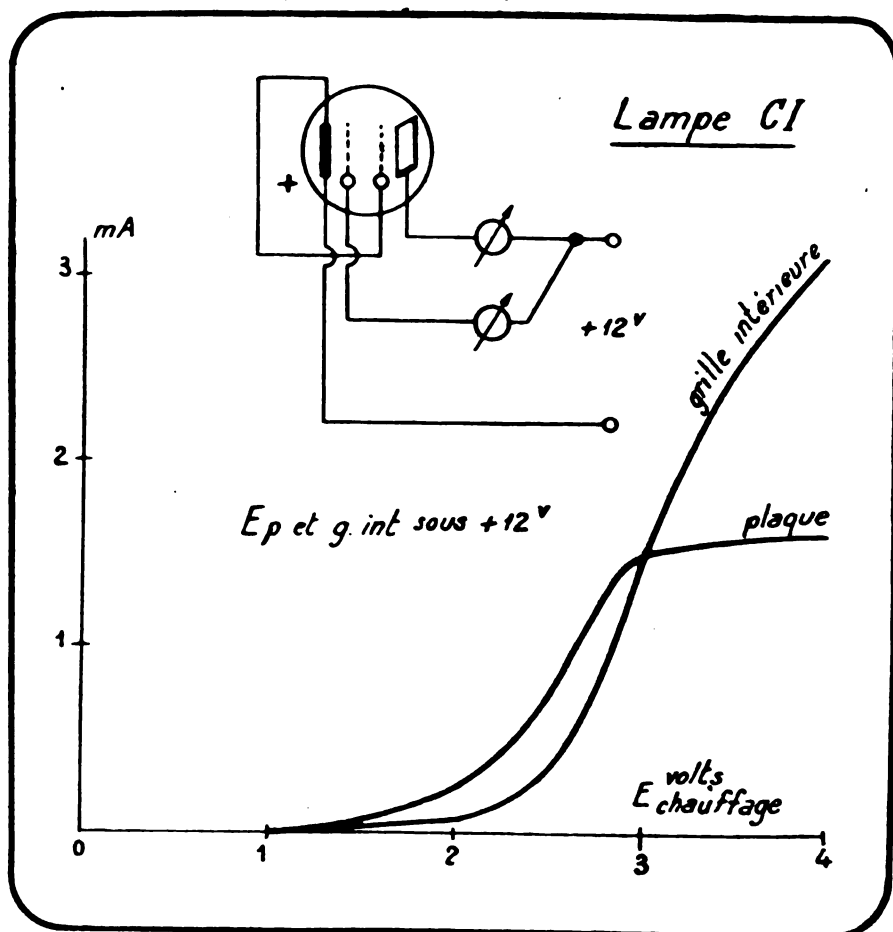


Fig. 89

Lampe Blondel (G.M.) 4^v; 0,06

Saturation sous +12^v de l'ordre 3^{mA}, 6



Enroulement grilles

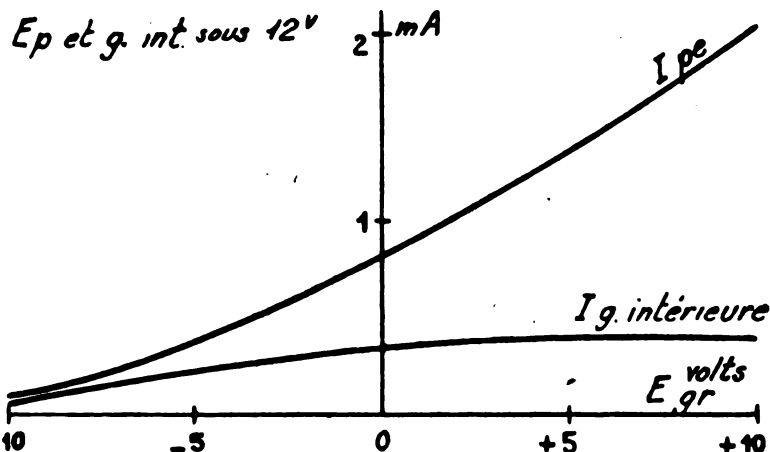


Fig. 90

Dans ce sens, sont très intéressantes les lampes : RT 636 : ch. 0 v. 6 ; 1 a. 0 ; tension plaque 20-160 v. (pour D., H. F., M. F., B. F.) ;

$K = 10$ v.

$\rho = 20.000 \omega$

$a = 0,5$ mAv.

polarisation — 3 v. — 80 v.
— 6 v. — 120 v.

RT 655 : ch. : 0 v. 6 ; 1 a. 5, tension pl. : 20-160 (pour D., M. F., B. F.) :

$K = 12$ v.

$\rho = 12.000 \omega$

$a = 1$ mAv.

(même polarisation)

RT 656 : 0 v. 6 ; 1 a. 5 ; tension pl. : 20-200 (pour B. F.)

$K = 7$

$\rho = 6.000 \omega$

$a = 1,2$ mAv.

(même polarisation)

RT 643 (bigrille) : 0 v. 6 ; 1 a. 5 tension-plaque : 40-80 v.

Notons, pour terminer, une tentative intéressante de M. Bathenod, qui a profité du courant triphasé pour le chauffage en $\sim$ du filament. Grâce au déphasage du courant triphasé et à une inertie thermique du filament suffisante, il est possible d'obtenir une émission suffisamment constante (courant PI-fil) (voir fig. 106). Est-il

besoin de dire que les recherches pour la découverte de nouveaux modèles et l'étude de nouveaux filaments puissants ne s'arrêteront pas là.

Nous nous arrêtons ici aux petites lampes destinées à la réception T. S. F., mais il serait également intéressant de savoir quels montages sont employés pour les lampes d'émission pour chauffage en $\sim$. Les expériences ont démontré que ces lampes, possédant un filament à grand ampérage (de l'ordre 6 a.-40 a.), ne possèdent pas d'effet nuisible, c'est pourquoi l'emploi du courant $\sim$ n'exige pas d'installations spéciales supplémentaires, se contentant du montage à équipotentiel. L'on peut, également, employer parfois le chauffage indirect. Une telle application est intéressante pour les tubes et rayon X, tension : 100.000 volts. La fig. 108 représente le montage d'une de ces lampes, où nous voyons la cathode Wehnelt placée sur support spécial. Chauffage par courant $\sim$.

LAMPES POUR ONDES COURTES

De notre temps, alors que les ondes courtes reçoivent une extension de plus en plus grande, il est tout naturel

D. G. ordinaire - 3^v,8 ; 0,06

(Allure de courbes G.M.)

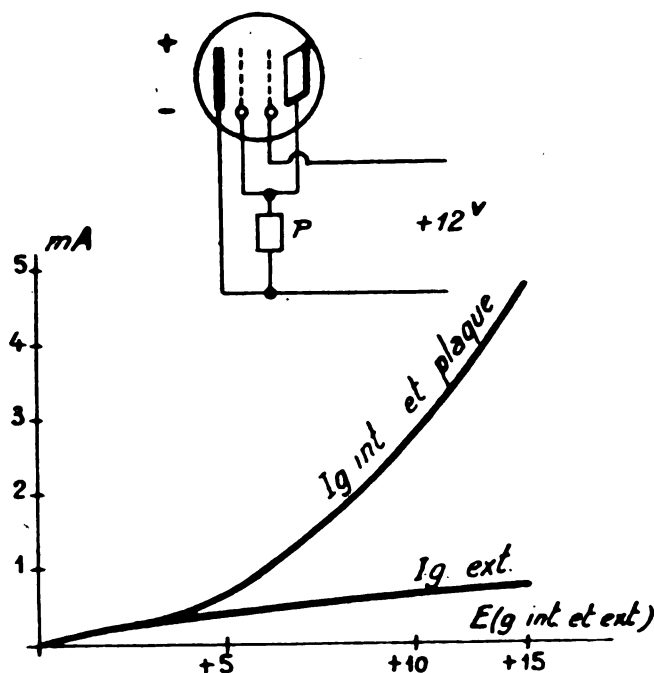
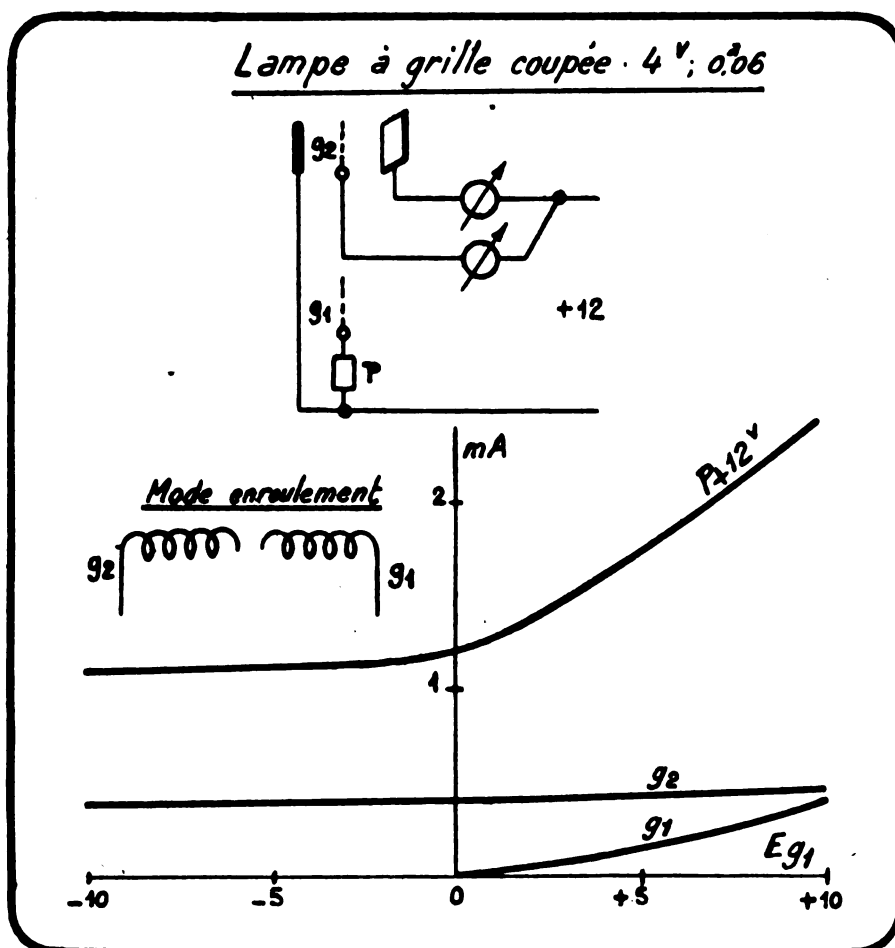


Fig. 91



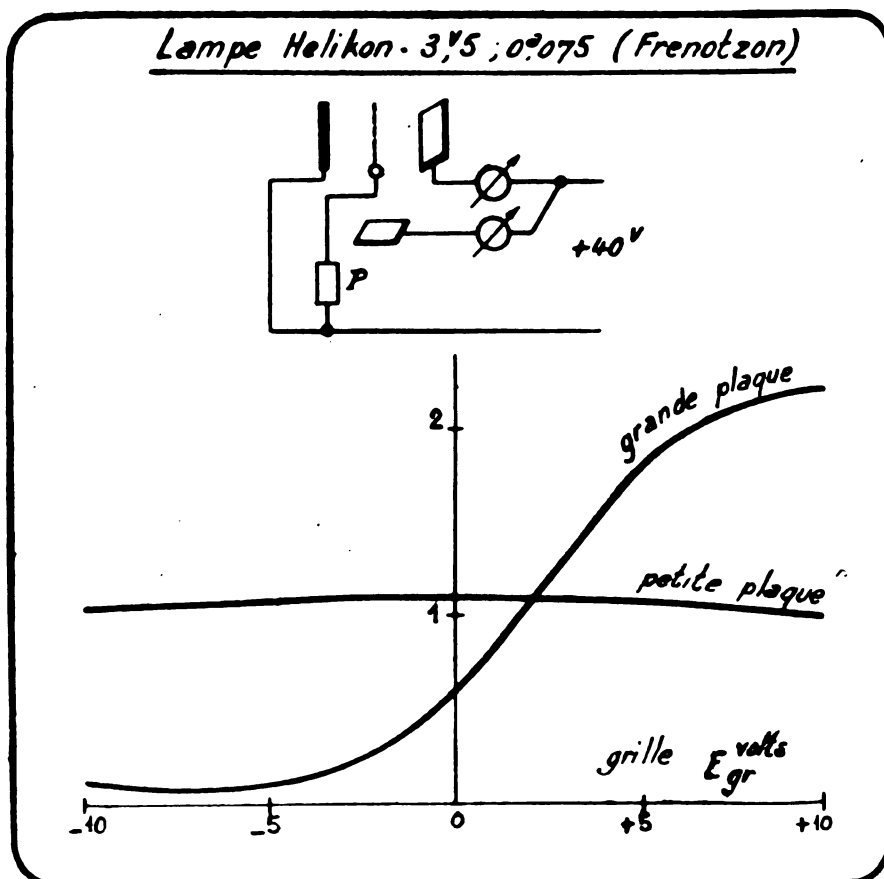
que surgissent les lampes à ondes courtes, tant pour l'émission que pour la réception. La technique n'a malheureusement pas encore élaboré les conditions de ces lampes, conditions basées sur toute une série de données provenant de longues expériences. La théorie des phénomènes remarqués dans les lampes à ondes courtes n'est également que peu étudiée et les constructeurs et fabricants de lampes pour ondes courtes vont en aveugles, ne possédant pas de connaissances exactes des phénomènes, dans lesdites lampes et, d'autre part, ne pouvant les acquérir, étant donné que les expériences avec les lampes pour ondes courtes ne sont pas encore suffisamment nombreuses. La première des conditions fondamentales posées pour les lampes à ondes courtes est la suppression de la capacité grille-plaque (généralement : 10-20 μF des lampes de réception) qui n'a pas une grande importance avec les grandes λ , mais dont l'influence peut être grande avec les ondes courtes : il est impossible de recevoir, dans ces conditions, des ondes très courtes, car la capacité grille-plaque, entrant dans le circuit oscillant, en qualité de capacité parasite, ne permet pas de raccourcir

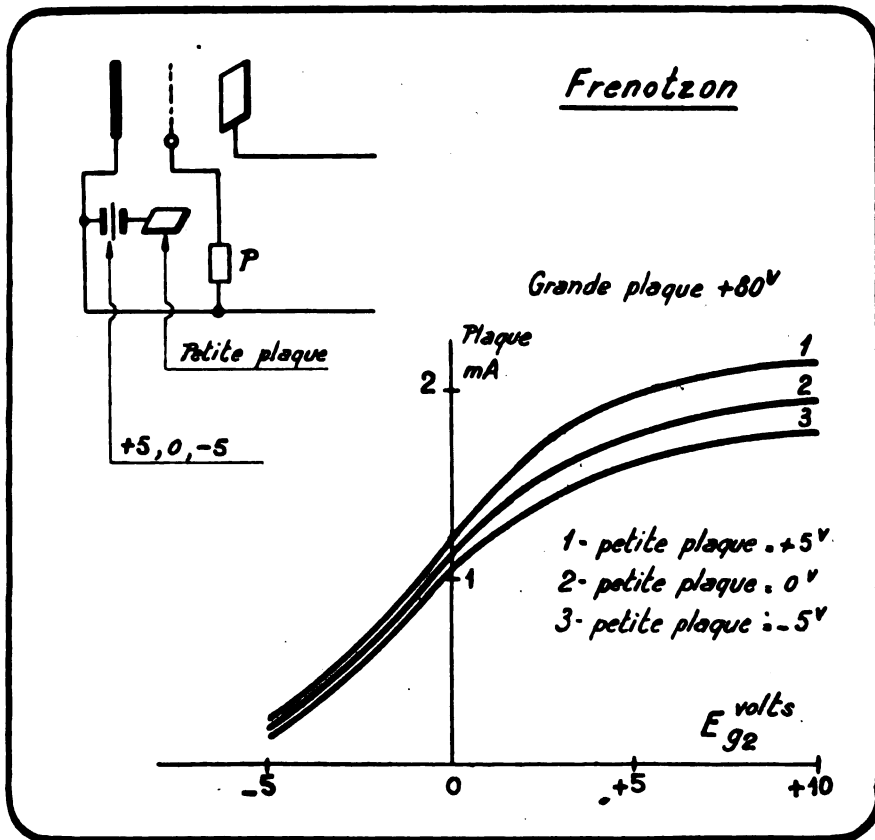
l'onde. Il est possible de diminuer la capacité grille-plaque d'une part, en disposant l'entrée de la grille et de la plaque assez loin l'une de l'autre, ainsi, par exemple, en les disposant de différents côtés de la lampe (pour les grandes lampes généralement), ou, d'autre part, en installant les grille et plaque avec cornes spéciales. L'installation des cornes permet de diminuer sensiblement la capacité grille-plaque. Quant aux lampes dépassant 400/500 v., cette condition a de plus une grande importance dans ce sens, qu'elle préserve d'un claquage possible, ce qui est inévitable avec l'installation des grille et plaque au pied, ainsi que cela se fait pour les petites lampes ordinaires. Donc :

Pour les petites lampes (réception), afin de supprimer la capacité grille-plaque, les entrées grille et plaque sont placées aux cornes (lampe TMC (Mesny), Bigrille à cornes, etc.).

Il est intéressant de noter ici que, pour les petites lampes, il n'est, quelquefois, employé d'entrée que pour une corne (montage de grandes lampes (plaque), (par exemple, la petite lampe Philips 430 A à 1 corne).

Pour les lampes de moyenne ou grande puissance (émission) l'on dispose les électrodes de manière à permettre leur entrée (plaque et grille)





les ondes courtes est le remplacement des supports métalliques pour les plaque et grille par le quartz. Il paraît, en effet, qu'une déformation du verre où sont soudés les supports métalliques des électrodes se produit avec les ondes courtes et cela provoque le claquage de toute la lampe. Il est possible d'expliquer partiellement ce phénomène par le fait que, sous l'influence de la fréquence, augmente la viscosité du verre (viscosité $f(f \text{ et } E^2)$ qui facilite la déformation du verre. De son côté, le quartz, de même que le verre « dur » du type pyrex, possède une faible viscosité; d'autre part, ses pertes H. F. sont également faibles. C'est pour toutes ces raisons que l'on emploie le quartz pour le montage des lampes pour ondes courtes.

Les montages de quartz dans les lampes sont très variés et dépendent du montage vertical ou horizontal des électrodes. Pour le montage horizontal le montage de quartz réalisé dans la lampe E4 Métal (fig. 109) est très typique; quant au montage vertical, nous trouvons très intéressants les supports de plaque et grille de lampe E 1000 F. Métal indiqué sur la figure 110.

D'autre part, en dehors des montages vertical et horizontal, le montage symétrique métal que nous donnons sur la fig. 111 est très important.

de différents côtés de la lampe (E6, Neuvron) ou bien encore l'on réalise l'installation avec cornes (Neuvron à

cornes E4 et E250 Métal, E 604 B Radiotechnique à cornes, etc.).

Une autre grande amélioration pour

Lampe d'émission D.G.
Siemens Halske (S)

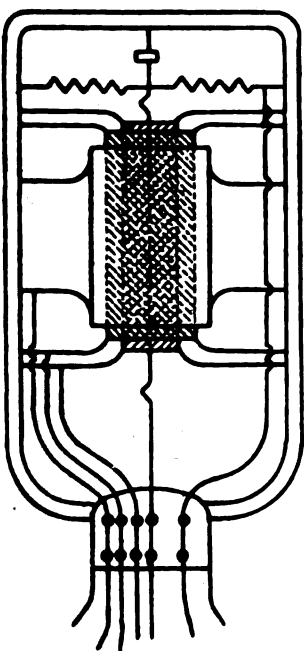


Fig. 95

Lampe d'émission Fotos (45 watts) - 4,5 - 3,2

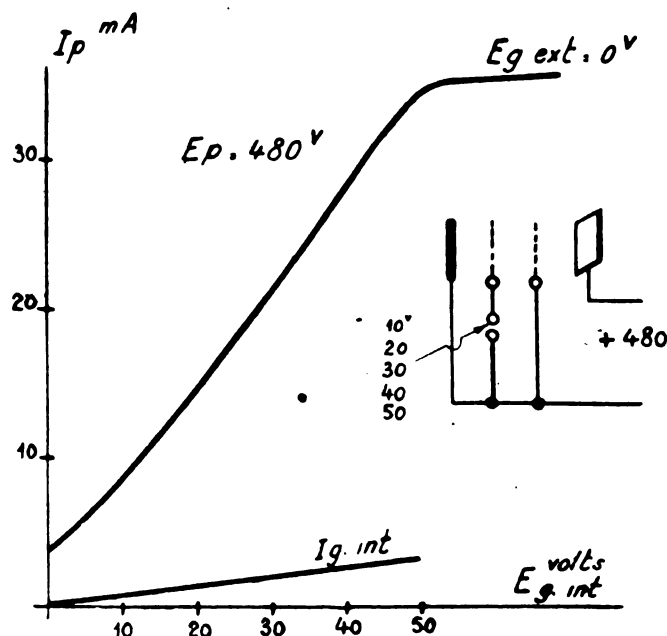


Fig. 96

Characteristics 750 watts Screen Grid Tube (Hull G.E.C.)

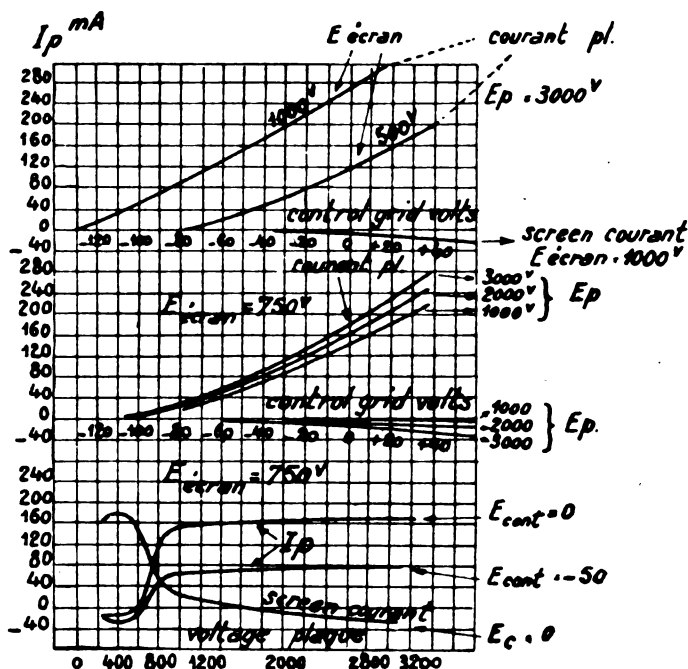


Fig. 97

Le fait est que lors de la réception des ondes courtes, la réaction et la résonance des circuits plaque-grille du filament et surtout les connexions entre tous ces éléments, peuvent être considérables. Il est important, pour éviter la réaction intérieure de la lampe, de même que les phénomènes de résonance, de réaliser le montage de lampe symétrique, qui permet de bien équilibrer les différents éléments de la lampe et d'éviter les influences occultes pouvant gêner les ondes courtes.

Conformément à Chireix, le degré du vide de lampe est également de grande importance pour les lampes à ondes courtes. Alors que le vide peut être

suffisant pour les grandes ondes, nous constatons qu'il est insuffisant pour les ondes courtes. Dans le cas où le vide ne serait pas suffisant, il est possible que des variations de longueurs d'ondes se produisent, variations qui font surgir tant de difficultés pour l'émission !

Pour l'émission des ondes courtes, il est possible d'utiliser les lampes ordi-

naires; ainsi, par exemple, M. Gutton est parvenu à réaliser avec la lampe radiomilitaire ordinaire (4 v.; 0 a. 7) $\lambda = 1$ m. 5. A l'aide de la lampe type

Ech. 2 a. 8; 4v.
E. T. M. C. } watts absorbants = 10-12w.
 } oscillant = 5-7w.
 } $E_p = 500$ v.

(ou la lampe TM ordinaire, sans culot), on peut obtenir $\lambda = 1$ m. 20 jusqu'à 110 cm.

Le minimum des ondes courtes est atteint jusqu'à présent avec des moyens ordinaires : 35 cm. (de l'ordre harmonique). λ de l'ordre 2 m. — 4,5 m. peut également être obtenue, conformément au tableau N° III ci-dessous à l'aide d'une lampe spéciale dont la caractéristique est la suivante :

Ech. v. = (environ) Epl. v.

$E_{pl} = 2$ v. $E_{gr} = 20-160$ v; $I_p = 6$ mA (environ).

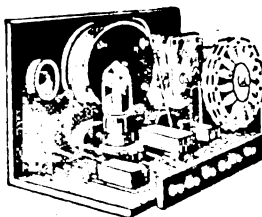
λ décroît quand la tension grille croît.

$\lambda^2 E_{gr} v. = 7 \times 10^3$ (const.)

Les recherches des lampes pour les ondes courtes sont loin d'être terminées, mais il est évident que les cornes, le quartz, le montage symétrique, le vide très poussé ont déjà joué tout leur rôle dans ces recherches. Il est permis de penser que la technique des lampes à ondes courtes nous amènera à la réalisation d'un type standard pour les ondes très courtes, possédant une grande stabilisation de fréquence et permettant d'obtenir une grande échelle d'ondes à grande fréquence de l'ordre infra-rouge, lumière, ultra-violet rayon X, etc. Il peut également être intéressant d'employer pour les ondes courtes les lampes screen grid, inventées et étudiées par Hull et Schottky et possédant une capacité parasite de l'ordre de $0,02 \mu F$ (voir le chapitre III: lampes H. F., lampes D. g.).

TABLEAU N° III

| E_{gr} | 36 v. 5 | 50 v. 8 | 68 v. 5 | 92 v. 5 | 122 v. 5 | 156 v. 5 |
|-----------|---------|---------|---------|---------|----------|----------|
| λ | 4 m. 5 | 3 m. 66 | 3 m. | 2 m. 6 | 2 m. 33 | 2 m. 0 |



DOCUMENTATION

Les grandes applications de la T. S. F.

par Léon de LA FORGE

■ ■ ■ ■ ■

La T. S. F. peut et doit rendre d'incalculables services pour la sécurité des navires en mer. Encore faut-il que tous les armateurs et capitaines soient bien persuadés de son utilité et soient renseignés sur les moyens nouveaux de navigation qu'elle met à leur disposition. C'est là le rôle de la conférence internationale qui s'est ouverte récemment à Londres.

LA CONFÉRENCE SUR LA SÉCURITÉ DE LA VIE EN MER, ET LE RÔLE DE LA T. S. F.

UNE grande conférence à laquelle participent les délégués de la Belgique, du Danemark, de la Finlande, de la France, de l'Allemagne, de l'Italie, du Japon, de la Hollande, de la Norvège, de la Russie, de l'Espagne, de la Suède et des Etats-Unis, de la Grande-Bretagne, du Canada, de l'Australie, de l'Etat libre d'Irlande, de l'Inde, enfin de la Société des Nations s'est ouverte le 16 avril à Londres ; elle a trait à la sécurité de la vie en mer, et l'importance du sujet traité explique qu'elle se poursuit pendant un temps plus long qu'il n'était primitivement prévu.

Cette conférence fait suite à une conférence qui avait été hâtivement réunie en 1913, alors qu'on était encore sous l'émotion du désastre du *Titanic*, de ce transatlantique anglais qui a sombré à son premier voyage en Amérique, ayant heurté un iceberg. Dans cette occasion, la T. S. F. avait rendu les plus grands services et ceux qui furent sauvés le durent au fait que les appels de détresse du paquebot furent entendus.

Aussi, à la conférence de 1913, la T. S. F. fut-elle l'objet de nombreuses discussions ; c'est en particulier alors qu'on mit en avant le projet d'un appareil automatique d'enregistrement des signaux de détresse. On ne put d'ailleurs se mettre d'accord sur l'obligation pour les navires de le posséder.

Les décisions de cette conférence ne furent ratifiées que par un petit nombre de participants ; la guerre fut la principale cause de ce retard.

La nouvelle conférence sur la sécurité de la vie en mer a donc non seulement à reprendre les discussions anciennes, mais encore à tenir compte des progrès techniques accomplis depuis ; et la T. S. F. arrive encore une fois en tête des préoccupations des experts.

Donnant un compte rendu de la séance d'inauguration, le *Shipping World* du 24 avril 1929 résume le discours de bienvenue de Sir Philip Cunliffe-Lister, président du « Board of Trade » ; nous en extrayons le passage suivant :

« ... La télégraphie sans fil a pris un grand développement. La T. S. F. est en train de devenir, si elle n'est pas déjà devenue, l'élément le plus important de la sécurité en mer. Aujourd'hui, elle n'assure pas seulement la plus grande sécurité au navire qui en est muni, mais elle fait de lui le sauveteur en potentiel de ses congénères. Aussi les plus récentes découvertes scientifiques renforcent et rendent plus efficaces les plus anciennes traditions et pratiques de l'homme, qui navigue sur mer... »

Aussi la presse britannique n'a-t-elle pas cessé de consacrer d'importants articles à la question de télégraphie sans fil ; l'un des meilleurs, à notre avis, celui qui fait le mieux sentir la valeur de la T. S. F., est une comparaison établie entre l'ancien temps — d'un quart de siècle en arrière de notre période actuelle — où la mer était encore sillonnée par de nombreux voiliers, et notre époque, où le navigateur se dirige sans rien voir, de nuit ou par temps de brume, grâce à la T. S. F. ou aux ultra-sons ; il est intitulé *Ship navigation yesterday and to-day* et l'œuvre du commandeur G. F. Cooper, R. D., R. N. R. Il a

paru dans le numéro du 10 avril 1929 du *Shipping World*. Je n'en citerai que ce qui est relatif à la T. S. F.

« ... Reportons-nous à vingt-cinq ans en arrière ; et regardons un transatlantique de cette époque, qui n'est pas si éloignée de nous ; comparons les moyens de navigation dont il était muni à ceux des navires qui lui ont succédé de nos jours. Le navire, que j'ai présent à l'esprit, un de ceux à bord desquels j'ai servi comme officier, était un des plus beaux paquebots-postes de son temps ; son tonnage était de 13.000 tonnes, sa vitesse de 22 nœuds. Sur sa passerelle de navigation, à laquelle on avait accès au moyen d'échelles raides de chaque côté, ce qui était une cause de grave danger par mauvais temps, il y avait un kiosque pour la barre, un compas liquide, et une montre. En dehors, sur le pont lui-même, il y avait des télégraphes aux machines, une passerelle arrière, un kiosque de roue arrière et un gaillard d'avant, avec des porte-voix allant dans toutes les parties du navire. Au milieu du navire se trouvait le compas étalon, du modèle Kelvin ; la protection contre le mauvais temps était obtenue par des toiles qui s'étendaient d'une aile du pont à l'autre, et d'une hauteur telle qu'un homme de moyenne taille pouvait voir par dessus.

« A l'extrémité arrière du navire, il y avait un sondeur Kelvin, à manœuvre à main, qui demandait pour sa manœuvre un officier et deux hommes. En comparaison de l'appareil à sonder moderne, par écho sonore, il apparaît aujourd'hui comme préhistorique : le cadran du loch breveté était fixé à la batayole arrière, et ceci obligeait un officier ou un quartier-maître à quitter la passerelle et à se rendre à

l'extrême arrière du navire pour faire une lecture ; la nuit ils devaient se munir d'une lampe dans ce but. La chambre des cartes était fréquemment sur le pont sous la passerelle, obligeant l'officier de quart à quitter la passerelle, pour consulter la carte, pratique détestable, et encore, en dépit de tous ces désavantages, le navire navigua à travers l'Atlantique des années en sécurité et avec régularité, bien que le manque de confort supporté par les officiers fût considérable et varié, en comparaison du bien-être d'aujourd'hui. La télégraphie sans fil était alors dans son enfance et seuls les navires de la Marine de guerre Royale en étaient munis.

VALEUR INESTIMABLE DE LA T. S. F.

« Quand il s'agit des navires et des hommes de cette génération, on ne pourra jamais trop insister sur la valeur inestimable de la télégraphie sans fil comme aide à la navigation aussi bien en temps de paix qu'en temps de guerre. Sans elle, la stratégie navale de la dernière guerre aurait revêtu un tout autre caractère, et dans les époques idylliques de paix sa valeur ne pourra jamais être surestimée, bien qu'il y ait eu des occasions, dans ces dernières années, où il semble que l'on ait abusé du signal de détresse S O S.

« Avec l'introduction de la T. S. F., les officiers de navigation à bord des navires ont été déchargés d'un gros poids de soucis ; par son intermédiaire, ils sont capables de recevoir des stations terrestres et des autres navires des rapports sur l'état du temps, sur la proximité des glaces, sur la présence de la brume, des signaux horaires, grâce auxquels ils peuvent contrôler leurs chronomètres ; ce qui est le plus important de tout, des signaux de détresse peuvent être émis et reçus, ce qui ajoute à la sécurité de la vie et de la propriété en mer.

LE RADIOGONIOMÈTRE

« Une autre extension de l'utilisation de la T. S. F. est le radiogoniomètre, dont il existe trois ou quatre types d'appareils, tous basés sur les mêmes principes. Dans un article tel que celui-ci, il serait déplacé de tenter un compte rendu détaillé de la construction et du fonctionnement de cet aide si utile à la navigation ; il sera suffisant d'examiner le plus

simple dispositif de l'appareil appelé radiogoniomètre.

« Un cadre, comprenant un ou plusieurs tours de fil dans un plan vertical est disposé de façon à pouvoir tourner autour d'un axe vertical ; les extrémités des fils de cadre sont connectées à un amplificateur, au moyen duquel on peut détecter les signaux arrivant d'une station éloignée. Si l'on fait tourner le cadre, on s'aperçoit que la force des signaux varie en intensité, les signaux les plus forts étant perçus lorsque le cadre est dans la direction de la station éloignée et les signaux les plus faibles lorsque le cadre est à angle droit avec la direction de cette station. On voit donc que si l'on fait tourner le cadre jusqu'à ce que les signaux soient les plus forts, le plan du cadre fournira, en gros, la direction de la station d'émission. Tel est le système général d'après lequel tous les types de radiogoniomètres fonctionnent, bien que, ainsi qu'on l'a dit, il en existe plusieurs variantes.

« L'utilisation pratique du radiogoniomètre sert à fixer la position du navire relativement à des points connus de terre, ou à des bateaux-feux, et la méthode à suivre par l'opérateur de T. S. F. est de lire les relèvements vrais de la station d'émission, les transmettre à l'officier chargé de la navigation qui les porte sur la carte, et fixe ainsi la position du navire. Avec le radio-compas K, l'officier de navigation écoute lui-même les signaux de la station éloignée dans un casque téléphonique, et lit les relèvements directement sur le compas, au-dessus duquel il se tient, puis les porte sur la carte.

DES INSTALLATIONS DE T. S. F. SUR TOUS LES NAVIRES ?

« Si important, si humanitaire, si dénué de toute teinte de mercantilisme se trouve être l'usage de la T. S. F. pour le sauvetage de la vie en mer que toutes les nations maritimes devraient rendre son installation obligatoire à bord de tous les navires de mer, quelle qu'en fût la taille, et la Grande-Bretagne, en tant que première nation maritime, devrait montrer le chemin... »

L'auteur de l'article, le commandeur G. C. Cooper, fait alors une description complète de l'installation d'un paquebot moderne, description qui contraste singulièrement avec le tableau qu'il nous donnait du transat-

lantique sur lequel il avait lui-même navigué.

Non seulement la T. S. F. a directement agi pour transformer les méthodes de navigation, mais certaines applications des lampes amplificatrices ont permis, par exemple, la mise en pratique du sondage par le son.

L'auteur termine par cette citation d'une lettre de Joseph Conrad à l'un de ses amis : « Au début de l'année dernière (1923) j'ai fait la traversée de New-York sur le *Tuscania* avec mon vieil ami le Captain David Bone, qui le commandait. Naturellement j'avais libre accès à la passerelle et à la chambre des cartes. Je ne dirai pas que je ne fus pas intéressé. Je le fus, pendant environ trente heures, avant d'avoir examiné deux fois tous les commutateurs, commandant les manœuvres. Mais je restai froid, complètement froid, devant toutes ces choses qui font d'un officier de marine de nos jours presque un homme d'intérieur. C'est un fait qu'on peut commander un navire maintenant en gants blancs, et sans prononcer parole. »

GUSTAVE HACK D'AILLY

Nos lecteurs apprendront certainement avec peine le décès de notre collaborateur, Gustave Hack d'Ailly, survenu le samedi 4 mai 1929. Gustave Hack d'Ailly était suédois mais d'origine française. Sa famille avait quitté Amiens vers la fin du seizième siècle, au moment des persécutions religieuses qui ensanglantèrent le règne de Charles IX. Il était docteur ès sciences de l'Université de Stockholm depuis 1915. Le doctorat ès sciences suédois est universellement réputé pour son niveau élevé et, en le passant brillamment à 26 ans, d'Ailly avait donné une preuve éclatante de la maturité de son esprit et de sa haute culture scientifique. Sa thèse mathématique fut, à l'époque, très remarquée.

Parlant et écrivant avec une égale facilité le français, l'anglais et l'allemand, d'Ailly s'était attaché très tôt à la vulgarisation scientifique.

Vulgarisateur de classe, d'Ailly était capable d'expliquer sans appareil mathématique, en langage « clair », les grandes lignes de la radiotechnique ; mathématicien hors ligne, il pouvait fouiller à l'aide de l'analyse transcendante les détails les plus subtils d'un phénomène complexe. Dans ses articles publiés dans le *Q. S. T. Français*, Gustave Hack d'Ailly ne perdait jamais de vue le problème physique qu'il s'était posé et, pas à pas, l'examen des conditions pratiques venait guider et, au besoin, brider l'« imagination » mathématique, suivant la méthode rationnelle adoptée par les grands chercheurs pour lesquels les mathématiques sont un moyen et non une fin.

Nos lecteurs déploreront avec nous le décès si prématuré de notre collaborateur et nous adressons à sa famille nos très sincères condoléances.

LA TECHNIQUE de L'ÉLECTRICITÉ

L'ÉLECTROLYSE

par FARAD

SA THÉORIE RAPIDE ET SON UTILISATION POUR LES AMATEURS DE T. S. F.

■ ■ ■ ■ ■

L'électrolyse, ses lois et ses applications pratiques sont peu connues de la majorité des sans-filistes. "Radioélectricité et Q. S. T. Français" se devait de renseigner ses lecteurs sur les possibilités de cette branche de la technique électrique.

Les applications de l'électrolyse sont nombreuses et d'un intérêt primordial dans l'industrie, depuis la simple décomposition de l'eau en oxygène et hydrogène jusqu'aux multiples services rendus par la galvanoplastie.

L'étude ci-dessous sera lue avec profits par nos lecteurs.

INTRODUCTION

L'IMPORTANCE industrielle de l'électricité n'a pas besoin d'être démontrée aux lecteurs de cette revue. Ils en sont très certainement pénétrés. Il faut d'ailleurs reconnaître que l'essor de cette partie n'est pas encore celui qu'on est en droit de croire qu'il atteindra dans l'avenir. En effet, le prix auquel on distribue actuellement l'énergie électrique ne saurait permettre aux industriels d'obtenir des prix de revient suffisamment bas pour lutter avantageusement contre les autres moyens de production. Quand l'amortissement des installations hydrauliques sera tel que l'on pourra obtenir le kilowatt à un prix intéressant, il n'y a pas de doute que la lutte sera beaucoup plus serrée et qu'on arrivera à un nouveau stade dans le domaine économique.

Il est intéressant, tout d'abord, de commencer par une revision rapide des problèmes pour lesquels l'électricité permet d'obtenir une solution industrielle. Le cuivre, l'or et l'argent électrolytiques représentent une fraction importante de la production mondiale ; l'aluminium, grâce au four électrique, peut être fourni avec une pureté supérieure à 99 %. Beaucoup d'autres produits sont le fruit d'un traitement électrique : le carbure de calcium, le carborandum, le phosphore, etc.

Mais si l'intérêt industriel des actions chimiques du courant électrique est très grand, pour l'amateur de T. S. F., la théorie et la pratique sont tout aussi intéressantes. En effet, la première application dans ce domaine est constituée par les accumulateurs ; on ne saurait, même lorsque, comme moi, on est persuadé de l'intérêt de l'alimentation directe sur le secteur, nier l'importance de ces éléments. D'autre part, nickelage et cuivrage sont intéressants pour exécuter diverses réparations locales pour les amateurs « bricoleurs ». Enfin, les piles procèdent des mêmes phénomènes.

Ce sont ces considérations qui m'ont conduit à reprendre l'étude des actions chimiques des courants. On y constatera une analogie certaine avec ce qui se passe dans la lampe à trois électrodes et les vues sur la matière seront ainsi étendues. Dans le présent article, j'étudierai donc les lois des actions chimiques et de l'électrolyse ; dans le second, nous verrons comment on réalise pratiquement des dispositifs donnant des dépôts désirés et les sources de courant qu'on peut employer dans ce cas. C'est une question intéressante en ce sens qu'elle sort du cadre dans lequel on est habitué à évoluer.

Nous allons examiner successivement : les lois de l'électrolyse, la théorie rendant compte de ce qui se passe, les

accumulateurs. Il y a lieu de remarquer de suite que les piles ne rentrent pas dans cette catégorie. En effet, les accumulateurs sont doués de propriétés résultant du passage du courant au moment de la charge et de la formation ; les piles, au contraire, ne sont le résultat que de la coexistence de certaines actions chimiques. Nous les négligerons complètement. Si le manque de place m'oblige à traiter des accumulateurs dans un second article, je m'en excuse, mais l'intérêt de la question me semble bien mériter une telle place.

L'ÉLECTROLYSE

Quel est le fait caractérisant l'électrolyse ? Composons un circuit avec une source de courant continu et un vase dans lequel nous ferons plonger deux lames conductrices : suivant le liquide mis dans ce récipient et baignant les parties métalliques, nous pourrions obtenir un des trois phénomènes suivants :

1° Le courant ne passe pas — le liquide *isolant* appartient à la catégorie de l'alcool, de l'eau (totalement pure évidemment).

2° Le courant passe et il n'y a aucune modification dans l'état chimique du liquide ; le corps est simplement conducteur et se comporte suivant la loi d'Ohm.

3° Enfin, le liquide est décomposé : c'est l'électrolyse. C'est pourquoi, comme cette décomposition est la base de l'électrolyse et qu'elle existe dans les accumulateurs, j'ai voulu traiter de ceux-ci à part pour mieux montrer les rapports entre ces appareils et ceux servant à la galvanostigie que nous étudierons d'autre part.

Comment se présente à nos yeux cette décomposition ? C'est sous deux formes ordinairement : ou bien les deux conducteurs servant d'aménées du courant (anode : pôle + de la source ; cathode : pôle — de la source de courant) baignent dans une gaine gazeuse : la décomposition donne lieu au dégagement de deux corps gazeux. C'est le cas du voltamètre. Ou bien à l'anode apparaissent des bulles de gaz, mais la cathode se recouvre d'un dépôt métallique. C'est ce qui se passe pour le nickelage.

Avant d'aller plus loin, une remarque s'impose. Tout ce qui est dit ici est relatif non seulement à des liquides, mais aussi à certains corps qui, comme nous le verrons plus loin, sont solides à la température ordinaire. De plus, ayant comme but des conclusions pratiques, je n'envisage que les phénomènes se passant sous la pression atmosphérique. C'est, en effet, le cas normal. On pourrait étudier les mêmes questions sous de très fortes pressions et à des températures très basses. Particulièrement, au point de vue duquel je me place, l'intérêt serait tout à fait réduit. Mon but, je le répète, est de donner à l'amateur des indications sur la marche des accumulateurs et sur les opérations de métallisation en partant des lois de l'électrolyse.

De plus, je laisserai de côté tout ce qui est relatif aux solutions colloïdales ; j'aurai, sans doute, dans la suite, l'occasion d'étudier la question des colloïdes et je ne veux pas mélanger ces deux points de vue.

La décomposition s'effectue, théoriquement, entre le radical et le métal (l'hydrogène est assimilé à un métal). Les deux lois *qualitatives* régissant le phénomène sont les suivantes :

1° Quand un courant traverse un électrolyte, celui-ci est séparé en deux parties : le métal et le radical. Exemple : soit une solution de sulfate de cuivre — $\text{SO}^4 \text{Cu}$ — la décomposition produit le cuivre au pôle négatif et le radical SO^4 d'autre part. Evidemment, il existe, comme nous allons le voir plus loin, des actions secondaires qui ne donnent pas, au pôle positif, le radical SO^4 . De même, pour l'eau — H^2O , il y a production d'hydrogène et d'oxygène.

2° Le métal apparaît toujours au pôle négatif et le radical à l'autre pôle, mais, et cela est essentiel, les constituants n'existent que sur les électrodes et jamais dans la masse de l'électrolyte.

ACTIONS CHIMIQUES

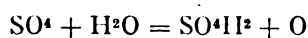
Nous venons d'établir le fait fondamental suivant : l'électrolyte est décomposé en deux parties : le métal et le radical. Est-ce à dire qu'on ne recueille ces deux parties que sur les électrodes ? Non, et ceci parce qu'au contact de ces surfaces ont lieu des actions chimiques qui donnent naissance à de nouveaux composés. A titre d'indication, et parce que ceci familiarisera le lecteur avec les équations chimiques, je voudrais étudier ce qui se passe dans l'électrolyse du sulfate de cuivre (opération du cuivrage) et de l'acide sulfurique (accumulateurs au plomb) ; enfin, étant donné que l'étude des accumulateurs nous révélera des modèles dans lesquels l'électrolyte est la potasse (mais ce n'est pas le cas, comme nous le verrons, de l'élément Edison), j'envisagerai l'électrolyse de la potasse.

Il y a lieu de se souvenir, au sujet des réactions chimiques envisagées, que les corps mis en présence sont à l'état natif et, par suite, ont des propriétés un peu différentes.

A) Sulfate de cuivre.

La formule de ce corps est $\text{SO}^4 \text{Cu}$. La décomposition donnera naissance au métal Cu qui se déposera au pôle en une couche rouge et ce sera là qu'on placera l'objet à cuivrer. Quelle que soit la nature du métal constituant l'électrode, il en sera ainsi.

Au contact de l'autre électrode, l'élément SO^4 — le radical acide — prendra naissance. Mais étant donné la présence de l'eau dans laquelle le sulfate est dissous, on aura

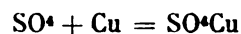


et on verra se dégager des bulles d'oxygène. Mais ceci n'aura pas lieu quelle que soit la nature du métal de cette électrode. Si, en effet, il est attaqué par l'acide sulfurique ainsi formé, il y aura production d'un sulfate de ce métal et d'eau ; il n'y aura plus de dégagement d'oxygène. Ceci est seulement le cas d'un métal inattaquable par l'acide sulfurique.

Prenons donc du zinc ; on aura une production de sulfate de zinc et le phénomène continue jusqu'à ce que tout le cuivre du sulfate dissous soit déposé. Ce cas n'est pas intéressant, puisqu'il

est vite limité par diminution de la concentration de l'électrolyte.

Servons-nous, au contraire, d'une électrode en cuivre, on aura



d'où régénération en quantité égale, du sulfate décomposé.

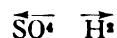
Premier principe : on emploiera comme anode une plaque de métal qu'on veut déposer d'autre part. On constitue ainsi une électrode soluble.

B) Acide sulfurique.

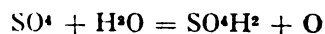
Nous aurons, en étudiant les accumulateurs au plomb, l'occasion d'étudier ces réactions de très près, mais je voudrais les analyser maintenant pour situer le processus de l'électrolyse.

Supposons que nous faisons passer un courant dans un vase rempli d'eau et dans lequel plongent deux fils de platine ou de charbon. (L'expérience réussit fort bien avec une ampoule de lampe à filament de charbon qui a eu rentrée d'air et bris du filament ; on la monte le culot en bas, verticalement, et le reste de l'ampoule sert de récipient pour l'eau.) Dans ce cas, on constate qu'il ne se produit aucun phénomène. L'eau — chimiquement pure — est un isolant, comme c'est le corps qui a la plus haute constante diélectrique connue et à beaucoup près.

Si nous ajoutons quelques gouttes d'acide sulfurique, le courant passe et il y a dégagements gazeux sur les deux électrodes. L'analyse montre que l'on recueille de l'hydrogène (au pôle —) à la place du métal et de l'oxygène sur l'autre électrode ; le rapport des volumes étant de 2 H à 1 O on en conclut qu'on a décomposé l'eau. C'est pourtant faux. En réalité, voici ce qui s'est passé. Il y a eu une action chimique secondaire qui a donné les mêmes résultats, mais constitue, tout de même, un intermédiaire indispensable. La décomposition en éléments a donné



et il se dégage deux volumes d'hydrogène à l'électrode négative. Le radical SO^4 , en présence de l'eau, redonne de l'acide sulfurique suivant la formule



et il y a dégagement d'un volume d'oxygène à l'autre pôle.

Tout se passe comme si l'eau avait été directement décomposée et c'est pourquoi l'acide qui l'a été.

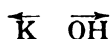
Second principe : Dans le cas de l'électrolyse d'une eau acidulée, il n'y a production d'H et O sur les élec-

trodes que dans le cas où la recombinaison de radical acide et de l'eau pour redonner l'acide peut avoir lieu dans les conditions de l'expérience.

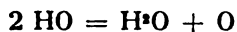
C) Potasse.

Je n'envisagerai pas l'électrolyse du sulfate de potasse (ce qui constitue une très jolie expérience par suite des effets de coloration que l'on peut obtenir, ni du sel marin, etc., qui n'ont aucune application dans la suite de cet exposé).

De même que dans le cas précédent, quand on électrolyse une solution de potasse, il y a production d'hydrogène et d'oxygène. En effet, la potasse K OH donne naissance à



Le potassium K peut s'amalgamer à l'électrode négative si celle-ci est en mercure ; on se souvient de ce mode d'obtention du potassium par Davy. Le radical OH, qui ne peut exister, donne naissance à de l'eau suivant la formule.



et il se produit un dégagement d'oxygène.

Finalement, tout se passe comme si l'eau seule avait été décomposée.

THÉORIE DE L'ÉLECTROLYSE

Avant d'énoncer les lois de l'électrolyse, il me paraît plus intéressant de commencer par donner la théorie imaginée pour expliquer les phénomènes que nous venons de passer en revue. Elle ne procède d'ailleurs pas d'idées inconnues de l'amateur de T. S. F.

En effet, généralisons ce que nous savons du rôle du filament dans une lampe à trois électrodes. C'est le réservoir d'électrons qui sont amenés à la surface grâce à l'agitation produite par l'augmentation de température consécutive au passage du courant. La nature comporte des ions positifs et des électrons négatifs.

De même, tout corps dissous est dissocié en ses éléments, soit : une partie électro-négative qui se mettra en route vers l'électrode positive et qu'on nomme anion ; l'autre, électro-positive, ira vers le pôle négatif et est appelée cathion. Cette dissociation est d'autant plus grande, ou mieux la partie du corps dissociée est d'autant plus importante par rapport à la masse du corps dissous que la dissolution est plus étendue. C'est grâce à cette dissociation préexistante que l'électrolyse a lieu.

En somme, une comparaison fera mieux saisir ma pensée. Soit un morceau de fer doux ; nous allons le réduire à l'état de limaille ; ceci fait, nous en saupoudrerons la surface d'une feuille de papier que nous placerons dans un champ magnétique ; nous allons voir les morceaux de métal s'orienter selon certaines directions vers lesquelles ils se mettraient en marche si leur mobilité était suffisante.

Ici, nous nous trouvons en présence d'un phénomène analogue. La dissolution du corps dans un solvant quelconque a eu pour effet de séparer, électriquement, les parties composantes, comme nous avons obtenu la limaille ci-dessus. Le passage du courant, ou mieux la création d'un champ électrique entre les électrodes, à l'aide d'une source, a pour résultat une orientation de ces composantes qui peuvent se mettre en route suivant les actions électriques par suite de la petitesse des réactions.

On a là une image mécanique du phénomène. Il importe maintenant de préciser ceci au point de vue pratique de manière à aboutir aux Lois de Faraday. Un premier point essentiel est la présence obligatoire d'un solvant. En prenant du sulfate de cuivre solide et en l'intercalant dans un circuit électrique, on ne constaterait absolument aucun phénomène.

En second lieu, quand on envisage une solution de sulfate de cuivre, on ne peut pas dire que ce corps existe au sein de l'eau. A cet endroit, on se trouve en présence d'éléments SO_4 et de cuivre.

Etant donné que nous savons que le cathion va au pôle négatif, l'anion au pôle positif, il est intéressant de pouvoir, en faisant une solution, prévoir que ce sera tel ou tel corps qui, sous réserve de réactions chimiques secondaires, se dégagera sur telle électrode. La règle suivante est aussi générale qu'une telle loi peut l'être en physique.

Dans le cas d'une dissolution saline, le métal est le cathion et le radical acide est l'anion. En exécution de ce principe, on trouve bien sulfate de cuivre SO_4 et Cu, mais, comme je l'ai dit plus haut, aux réactions chimiques secondaires près, seulement.

Dans le cas d'un acide, le résultat du passage du courant dans la solution dissociée est l'apparition de l'hydrogène au pôle négatif.

Enfin, si on se trouve en présence d'une base, le métal apparaît au pôle négatif, tandis que, sur l'autre électrode, il y a libération du radical OH, ce qui donne lieu à une réaction secondaire.

Au point de vue chimique, on peut poser des principes analogues : quand on a affaire à un sel, il peut y avoir ou non réaction secondaire ; quand on envisage l'action sur un acide, il y a souvent une réaction accessoire. Enfin, c'est la règle quand on électrolyse une base.

Cette théorie rend compte de tous les faits observés. Elle est due à Arrhénius et a été, depuis la mise au point par ce savant, considérablement étendue. Nous aurons l'occasion d'étudier en détails les applications pratiques de l'électrolyse intéressantes directement pour l'amateur. Avant d'exposer les lois de Faraday, je voudrais pourtant dire deux mots des emplois de ce système. Je donnerai ultérieurement les indications relatives à la réalisation des bains etc. (pour ce qui est important dans le cas présent), mais je voudrais énoncer les opérations employant l'électrolyse. Le lecteur se rendra compte du champ extrêmement vaste qu'offre ce domaine.

Bien entendu, tout ce qui a trait à ces propriétés ou, mieux, à ces actions du courant électrique suppose certaines conditions relatives à la nature de ce dernier. On ne peut faire appel au courant alternatif qui rend les électrodes alternativement d'une polarité et de l'autre ; on a, dans ce cas, recombinaison des éléments produits et le résultat est nul.

APPLICATIONS

L'emploi de l'électricité dans l'industrie, en dehors de la production de la force motrice, a reçu une extension formidable. Au point de vue métallurgique, le cuivre électrolytique est remarquablement pur ; l'aluminium est préparé par un procédé de cet ordre.

Au point de vue qui nous occupe plus spécialement aujourd'hui, et ceci pour bien préciser des idées bien souvent erronées, l'électrolyse donne naissance à deux applications principales : la galvanoplastie et la galvanostigie. Il existe encore, il est vrai, l'électrotypie qui a pour but la reproduction de gravures, mais ceci est hors de la question.

La galvanoplastie a pour but de reproduire les formes d'une matrice sur une épaisseur de métal telle qu'au décollement elle se maintienne rigide. C'est ainsi qu'on reproduit certaines médailles creuses, etc.

La galvanostigie a pour but de recouvrir un objet d'une couche métallique, en général empruntée à un autre métal ; c'est ainsi qu'on peut nickeler,

argenter le fer ou un autre métal pour en augmenter l'inaltérabilité.

Les quatre applications courantes sont :

1° La *dorure* — que nous n'étudierons pas plus loin — qui permet de « dorer » les objets à partir d'un bain de cyanure d'or, additionné de cyanure de potassium. Pour certains métaux, on recouvre préalablement d'une couche de nickel.

2° L'*argenture* — que je passerai aussi sous silence ultérieurement — qui est très employée principalement dans l'industrie des couverts de table. Le bain est à base de cyanure d'argent. Dans beaucoup d'objets de ce genre établis en fer, on est surpris, quand la couche d'argent vient à disparaître de trouver du cuivre ; l'explication de ce fait est la suivante : pour que l'argenture soit plus solide, on soumet d'abord le métal à un cuivrage.

3° et 4° Le *nickelage* et le *cuivrage*, que nous aurons l'occasion d'étudier plus en détails.

LOIS DE FARADAY

J'ai eu, au cours d'un paragraphe précédent, à mettre en relief deux lois qualitatives ; je suis arrivé par l'exposé de cas pratiques d'électrolyse à deux principes que je rappelle :

Premier principe : quand on envisage la galvanostatie, on emploiera comme anode une électrode du métal que l'on veut transporter (anode soluble).

Second principe : la décomposition directe de l'eau n'a jamais lieu.

Ces considérations sont intéressantes mais ne nous amènent pas à des lois quantitatives. C'est à Faraday qu'il appartenait de les énoncer. Voici les lois en question :

Première loi : Un courant d'intensité i traversant un électrolyte pendant un temps t décompose une masse m d'électrolyte définie par

$$m = Kit$$

formule dans laquelle K est l'équivalent électrochimique du corps.

On remarque si Q est la quantité d'électricité dépensée, que

$$Q = it$$

d'où

$$K = \frac{m}{Q}$$

Il en résulte une définition de K ayant un caractère spécial car elle permet de mesurer K ; c'est la quantité

décomposée par le passage d'un coulomb.

Seconde loi : Les équivalents électrochimiques des métaux sont égaux au quotient de leurs poids atomiques par leur valeur respective.

Ceci signifie que, si on dispose en série plusieurs cuves électrolytiques et qu'on les fasse traverser par un courant, le dépôt sera proportionnel aux valences. Soit une solution de sel marin (NaCl), de sulfate de cuivre (SO₄Cu), et de chlorure d'or (AuCl₃), les poids déposés seront proportionnels à

$$\text{Na} \quad \frac{\text{Cu}}{2} \quad \frac{\text{Au}}{3}$$

soit aux nombres

$$23 - 31,75 - 33$$

On peut énoncer ceci de la manière suivante : les poids atomiques sont proportionnels aux coefficients K ; le facteur de proportionnalité varie en sens inverse du nombre de valences. On en déduit, comme nous allons le voir, la proportionnalité du nombre de valences rompues, la quantité d'électricité dépensée (1^{re} loi).

On a, en effet, si a est un facteur constant, M le poids moléculaire du corps et n le nombre de valences

$$K = a \frac{M}{n}$$

Une quantité d'électricité Q dépose donc une masse m définie par

$$m = KQ = a \frac{M}{n} Q$$

Le poids moléculaire M représentant n valences, pour la masse m , on en aura

$$\frac{m \times n}{M} = aQ,$$

ce qui traduit bien la loi énoncée ci-dessus.

Expérimentalement, on démontre que pour rompre une valence dans une molécule gramme, il faut dépenser 96.600 coulombs. Ceci représente un courant de 96,6 ampères pendant 1.000 secondes, ou 16,5 minutes. A l'aide de cette quantité d'électricité, on se procurera donc

108 grammes d'argent.

1 gramme d'hydrogène.

8 grammes d'oxygène.

31 grammes de cuivre, etc.

La remarque précédente permet de se rendre compte de l'intensité qu'on demandera aux sources de courant utilisées. Ce premier point sera complété

plus loin par le calcul de la force électro-motrice nécessaire pour produire ce résultat.

Avant de terminer avec cette question, je voudrais faire une remarque au sujet de l'énoncé d'une loi précédente ; j'ai dit qu'on pouvait déterminer que les coefficients K sont égaux aux quotients des poids atomiques par la valence. Ceci donne lieu à certaines confusions. En effet, certains métaux, le fer par exemple, donnent lieu à des sels dans lesquels ils ne se comportent pas toujours de la même manière. Dans les sels ferreux — SO₄Fe — il est divalent ; au contraire, dans le groupe ferrique — (SO₄)₃Fe — il est hexavalent. Supposons que nous électrolysions ces deux sels ; le poids de fer déposé dans les deux cas ne sera pas le même. Il sera proportionnel soit à Fe, soit à $\frac{\text{Fe}^3}{3}$. Il y a lieu de tenir compte de ceci dans les calculs relatifs à l'électrolyse.

La conclusion importante à retirer de cette partie est la suivante : pratiquement, les températures, concentrations de travail sont définies expérimentalement, car les lois précédentes établissent que tout dépôt est indépendant de l'électrolyte.

Mais le poids de matière déposée est fonction de la quantité d'électricité dépensée. Celle-ci est fonction, elle-même, du temps que dure le passage du courant ; or on est limité dans cette voie par des considérations pratiques. Elle dépend ainsi de l'intensité du courant. On est donc amené à travailler avec des intensités notables. Les dépôts ont généralement un poids négligeable par suite de la très faible surface des corps à revêtir ; pourtant, on arrive rapidement à une intensité assez forte. Ceci demandera, ainsi que nous le verrons dans la suite, des installations spéciales quand on envisage la question du point de vue industriel. Pour un amateur, un accumulateur ayant une capacité d'une centaine d'ampères, une heure suffit absolument.

Pour terminer, aujourd'hui au moins les questions générales relatives à l'électrolyse, nous allons étudier la différence de potentiel qu'il faut appliquer à un vase d'électrolyse pour y produire le phénomène cherché.

TENSION D'ALIMENTATION

Il est évident que ce qui suit a pour but la détermination de la limite en deçà de laquelle il n'y a pas séparation des constituants. On pourra travailler avec une tension supérieure ; le débit étant plus grand, le dépôt sera plus

important ; on est très vite arrêté dans cette voie par la très grande intensité à fournir ; le gain de temps réalisé n'est pas intéressant, d'autant plus qu'on dispose de sources à basse tension donnant une entière satisfaction (accumulateur, dynamos spéciales). En pratique, on prend rarement une tension d'alimentation supérieure à deux fois celle que nous allons déterminer. On a alors une installation simple et ainsi un temps de travail suffisamment réduit, même pour une démonstration dans un cours.

Aux considérations ci-dessus, il faut ajouter que le dépôt semble d'autant plus homogène, d'un grain d'autant plus fin que le temps dépensé pour le réaliser est plus important. Ceci est un peu un fait similaire de ce que l'on rencontre pour la trempe ou diverses autres opérations du même ordre qui ont pour but une modification de la structure cristalline de la matière.

En tenant compte de tout ceci, on est amené à employer un taux moyen pour l'intensité du courant traversant la cuve à électrolyse.

Evidemment, ceci ne suffit pas à déterminer toutes les conditions de l'expérience ; mais toutes les constantes électriques sont complètement fixées. Il faut encore que la concentration, la température du bain soient étudiées ; pour les cas pratiques, nous aurons l'occasion de retrouver cette conception. Il faut ajouter que les constantes sont assez élastiques, la gamme donnant un bon fonctionnement étant assez étendue.

Il est donc intéressant de déterminer la différence de potentiel maxima pour produire l'électrolyse d'une solution donnée quelconque. Un raisonnement rapide va nous fournir de précieuses indications à ce sujet.

Sous certaines réserves bien connues, la loi d'Ohm est applicable à tous les circuits, à ceux purement ohmiques comme à ceux dans lesquels se trouvent intercalés un moteur (consommation de courant) ou une génératrice (production de courant) : il est facile de se rendre compte que la cuve d'électrolyse peut être assimilée à un moteur.

Soient dans ce cas :

E la différence de potentiel aux bornes de l'ensemble.

e celle qui équivaut au placement de la cuve dans le circuit, et qui est égale au quotient de la quantité d'énergie dépensée dans cette partie du circuit $W = ei$ par l'intensité du courant dans la totalité du circuit.

i l'intensité du courant.

R la résistance totale du circuit.

On a, comme il est bien connu,

$$E - e = Ri \quad (1)$$

En généralisant la notion ci-dessus, on sait qu'on peut assimiler tout organe supplémentaire intercalé dans un circuit.

à une résistance positive dans le cas d'un moteur,

à une résistance négative si on envisage un générateur.

La valeur absolue de cette résistance est toujours égale à

$$r = \frac{W}{i^2}$$

On sait combien cette formule généralisée a permis à M. Mesny d'étudier la résistance des circuits oscillants, dans lesquels les pertes peuvent être assimilées à un accroissement de résistance. Nous aurons l'occasion de revenir sur cette question.

Il est évident que la tension minima pouvant produire l'électrolyse est

$$E = e$$

En calculant e , différence de potentiel équivalant à la mise en circuit de la cuve, nous aurons la limite inférieure de E , différence de potentiel de la source.

On peut mesurer e de la manière suivante : On réalise un circuit comprenant une source de courant de tension E_1 , un indicateur d'intensité (soit i la valeur de celle-ci).

une résistance R_1 .

On sait que l'on a

$$E = iR_1 \quad (2)$$

Intercalons dans le circuit la cuve électrolytique que nous devons étudier (dans les conditions d'emploi ultérieur, ce qui est précisé plus loin), pour maintenir l'intensité à la valeur i , il faut augmenter la différence de potentiel ; soit E_2 la nouvelle valeur.

On a

$$E_2 = (R_1 + r)i \quad (3)$$

r étant la résistance de la cuve électrolytique.

De (2) et (3) on tire successivement

$$E_2 = (R_1 + r) \frac{E_1}{R_1}$$

$$R_1 E_2 = R_1 E_1 + r E_1$$

d'où :

$$(E_2 - E_1) R_1 = r E_1$$

mais $(E_2 - E_1)$ est égal à la différence de potentiel que nous cherchons, on a

$$e = \frac{r}{R_1} E_1$$

Evidemment, il faut déterminer r ; il suffit d'une mesure de résistance.

Il me faut, pourtant, ouvrir ici une parenthèse ; j'ai souvent eu l'occasion dans ces colonnes de faire remarquer que la valeur d'une résistance n'était pas nécessairement une fonction constante de l'intensité du courant. Dans le cas particulier qui nous intéresse en ce moment, il n'est pas du tout prouvé que les mesures de r faites au pont de Wheatstone à tension réduite coïncident avec la valeur obtenue quand l'intensité est de plusieurs ampères. Il faut, en effet, se souvenir que, dans un pont, la résistance inconnue est en série avec une autre de la même branche.

Il est donc particulièrement intéressant de pouvoir calculer e , ce qui, comme je l'ai déjà dit, déterminera la limite inférieure de la tension d'alimentation réellement existant aux bornes de la cuve à électrolyse. Le raisonnement qui conduit à une formule pratique nécessite quelques développements que l'on trouvera ci-dessous.

Soient :

Q la chaleur de formation de l'électrolyte dissous, en partant des éléments séparés par le passage du courant et libérés par la dissolution (je préciserai ici un peu plus loin), (par molécule-gramme).

n le nombre de valences rompues dans la dissémination de la molécule.

i l'intensité du courant.

Je rappelle que j'ai dit que 96.600 coulombs libèrent ou mieux disséminent une valence dans une molécule-gramme. Le passage de cette quantité disséminera $\frac{1}{n}$ de molécule-gramme et l'énergie recueillie de cette opération sera égale à $\frac{4,18 Q}{n}$ joules.

D'autre part, l'intensité du courant étant i (c'est aussi le nombre de coulomb par secondes) l'énergie consommée dans la cuve en une seconde est

$$W = \frac{4,18 Qi}{96.600 n}$$

Mais, par définition,

$$W = ei$$

d'où

$$e = \frac{4,18 Q}{96.600 n}$$

Q étant évalué en calorie par molécule-gramme, on obtiendra e en volts.

La valeur de Q est donnée dans de nombreux aide-mémoire et, étant donné la diversité des corps en face desquels on peut se trouver, j'ai renoncé à en dresser ici un tableau.

Enfin, il me reste à faire remarquer que la tension e est celle nécessaire pour produire le phénomène d'électrolyse et ne tient à aucun moment compte de la résistance propre du bain. En somme, si le circuit a, par lui-même, une résistance de 0,5 ohm, la cuve 0,2 ohm et qu'on veuille employer un courant de 10 ampères, il faudra une différence de potentiel.

$$E = (0,5 + 0,2) 10 = 70 \text{ volts.}$$

à majorer de la valeur e trouvée ci-dessus ; dans le cas de l'eau, on trouve par exemple ;

$$C = 1,5 \text{ volt}$$

on prendra donc

$$E = E_1 + e = 8,5 \text{ volts}$$

On remarquera que la valeur de e est indépendante de l'intensité du courant que l'on fait passer dans le circuit. On rencontre souvent des phénomènes de ce type dans lesquels,

la force électromotrice marque un seuil de fonctionnement,

l'intensité est proportionnelle au résultat obtenu.

VALEURS NUMÉRIQUES

Pour bien préciser la question, j'ai relevé où j'ai pu (et en particulier dans l'*Année électrique*) les chiffres intéressants suivants qui conservent toute leur valeur actuellement.

Dans la décomposition du sel marin, la tension nécessaire est de 5 volts ; au lieu de faire une solution, il suffit de fondre le sel aux environs de 500° ; avec une intensité de 1 amp. on décom-

pose en vingt-quatre heures 800 kg. de sel donnant

320 kg de métal

480 kg de chlore

Au sujet de la fabrication des alliages d'aluminium, ce qui est un peu en dehors de la question, on emploie couramment des intensités de 15 à 25.000 ampères sous 12 à 15 volts. On se rend compte par ces deux premiers exemples du point de vue tout à fait spécial auquel l'alimentation des cuves électrolytiques nous conduira ultérieurement.

Une notion supplémentaire — celle de la densité de courant — intervient souvent dans de tels problèmes ; on a ainsi une ligne de conduite dans le traitement d'objets de surface différentes.

Etudiant la production de l'hydrogène destiné au gonflement des ballons, Latchinov admet que, la tension nécessaire pour la décomposition de l'eau étant 1,5 volt, une augmentation de cette valeur égale à 67 % soit 2,5 volts assure un fonctionnement très satisfaisant.

J'ai relevé ci-dessous différents chiffres dans cet ordre d'idées ; on y remarquera que, parfois, les chiffres relatifs à des couches successives sont différents ; il faut, semble-t-il, en chercher la raison dans le fait que la nature de la surface des électrodes a varié.

Fer sur cuivre, 4 volts.

Electrolyse d'un sel d'aluminium, 6 à 8 volts.

Argent sur fer ou zinc (1^{re} couche), 2 à 3 volts.

Argent sur cuivre, 1 à 2 volts.

Argent sur argenté ou sur argent, 1 à 2 volts.

Cuivre sur fer ou zinc, 3 à 4 volts.

Cuivre sur cuivre 2 à 3 volts.

1^{re} couche sur plâtre métallisé, 2 à 3 volts.

Autres couches, 1 à 2 volts.

Affinage du cuivre, 3 à 4 volts (bains en dérivation).

Affinage du cuivre, 6 à 8 volts (bains en tension).

Or sur fil de cuivre fin, 4 à 6 volts.

Or sur cuivre, 1 à 2 volts.

Or sur couche d'or, 1 à 2 volts.

Or sur argent, 1 à 2 volts.

Nickel sur fer ou zinc (1^{re} couche), 4 à 8 volts.

Nickel sur cuivre (1^{re} couche), 3 à 4 volts.

Couches successives de nickel sur nickel, 2 à 3 volts.

En terminant, je voudrais rappeler une autre formule dont nous aurons besoin dans la suite pour examiner les accumulateurs.

On peut être amené à calculer la force électromotrice E d'un couple à une température de fonctionnement T . Pour ce faire, il faut connaître :

W en calories-gr.-degré, quantité de chaleur dégagée dans les réactions chimiques dont l'appareil est le siège.

n valence des ions.

T la température.

$\frac{dE}{dT}$ coefficient de température.

Ceci posé, la formule d'Helmholtz donne

$$E = \frac{W}{23067 n} + T \frac{dE}{dT}$$

Etant donné la longueur du prochain article, je crois préférable de le couper ; je ferai donc deux articles, l'un sur les accumulateurs et l'autre sur les applications de l'électrolyse dans le domaine de l'amateur. J'examinerai d'abord l'accumulateur au plomb ; c'est lui dont la théorie a été poussée le plus loin et qui a reçu la consécration la plus actuelle de la pratique ; mais on ne sait jamais ce qui se passera demain ; aussi passerai-je en revue les autres solutions possibles. Nous en verrons les inconvénients et les avantages. Ceci m'amènera d'ailleurs aux problèmes des piles réversibles.

(A suivre.)



CONSTRUCTION et USINAGE

Les pendules électriques

et leur mise à l'heure automatique par T. S. F.

■ ■ ■ ■ ■

Tous les sans-filistes ont entendu, à certaines heures de la journée, des émissions destinées à la remise à l'heure automatique des pendules.

Nous croyons intéresser nos lecteurs en leur décrivant le fonctionnement des pendules électriques ainsi que les procédés utilisés pour leur remise à l'heure au moyen de la T. S. F.

UN des problèmes les plus difficiles à résoudre pour les horlogers était ce que nous pourrions appeler la « standardisation de l'heure », c'est-à-dire de faire indiquer la même heure par toutes les pendules d'une maison, d'une usine ou même d'une ville.

Par l'emploi de la pendule électrique, ce problème, ainsi que d'autres d'ailleurs, a pu être résolu de façon élégante : une pendule « émettrice », véritable pièce de précision, forçant, par les impulsions qu'elle leur fournit, toutes les autres pendules dites « réceptrices » à fonctionner en synchronisme avec elle.

Nous allons examiner par quels procédés on a pu réaliser, à l'aide de ces pendules, de véritables réseaux de distribution de l'heure.

Chacun sait qu'un « pendule » est l'ensemble formé par une masse M pendue à une extrémité d'un fil F , l'autre extrémité de ce fil étant attachée en un point fixe O (fig. 1).

Cet ensemble, qui n'est autre chose que le vulgaire fil à plomb, prend sous l'effet de la pesanteur une position d'équilibre telle que le fil F et le centre de gravité de la masse M passent par la verticale du point d'attache O .

Si par un moyen quelconque on écarte cette masse de sa position d'équilibre, puis si on la lâche, elle tendra à reprendre cette position sous l'effet de la pesanteur, mais sous l'effet de la force d'inertie elle ne la reprendra qu'après avoir effectué une série d'oscillations autour de cette position d'équilibre.

Ces oscillations sont dites amorties, c'est-à-dire que leur amplitude est de moins en moins grande, mais ont une caractéristique rigoureusement constante : c'est le temps qui sépare deux passages consécutifs à la position d'équilibre.

Ce temps est d'autant plus long que le fil F est plus long et l'on conçoit très bien qu'il soit très facile, étant donné une masse M déterminée, de construire en choisissant la longueur de fil nécessaire, un pendule « battant la seconde de temps », c'est-à-dire dont une oscillation complète dure une seconde (1).

Comme nous l'avons dit ci-dessus, les oscillations du pendule sont amorties et diminuent progressivement jusqu'à ce qu'elles deviennent nulles. Il serait donc impossible, dans ces conditions, de se servir du pendule pour marquer le temps pendant un délai assez long, les oscillations s'amortissant trop rapidement.

S par un moyen quelconque, on s'arrange pour transformer l'oscillation amortie en oscillation entretenue, le pendule donnera des oscillations constantes en durée et en amplitude et, à ce moment, nous pourrions nous en servir pour marquer le temps.

Cette transformation des oscillations était obtenue dans les anciennes pendules par un mouvement mécanique entraîné, soit par un ressort, soit par un poids enroulé autour d'une sorte de petit treuil et qui remplissait le rôle du ressort. Bien entendu, il était nécessaire de « remonter » périodiquement le poids ou le ressort de façon à

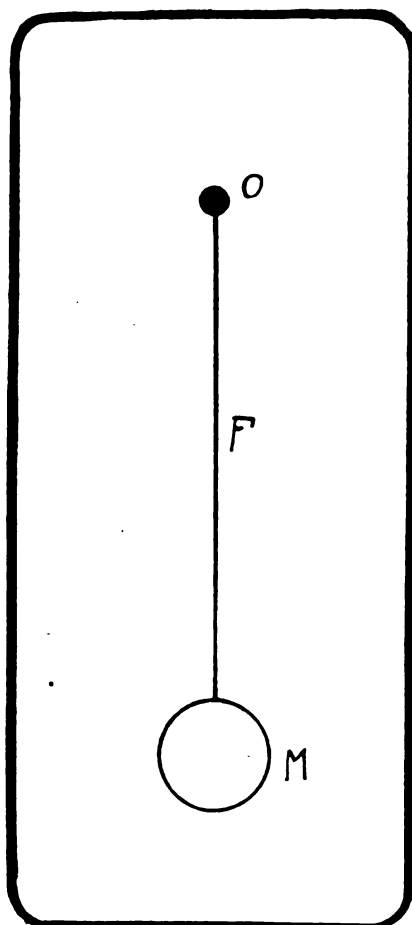


Fig. 1

(1) Par oscillation complète, il faut entendre que le pendule part de sa position d'équilibre, va au maximum de déviation dans un sens, repasse par la position d'équilibre, va au maximum dans l'autre sens et revient à la position d'équilibre.

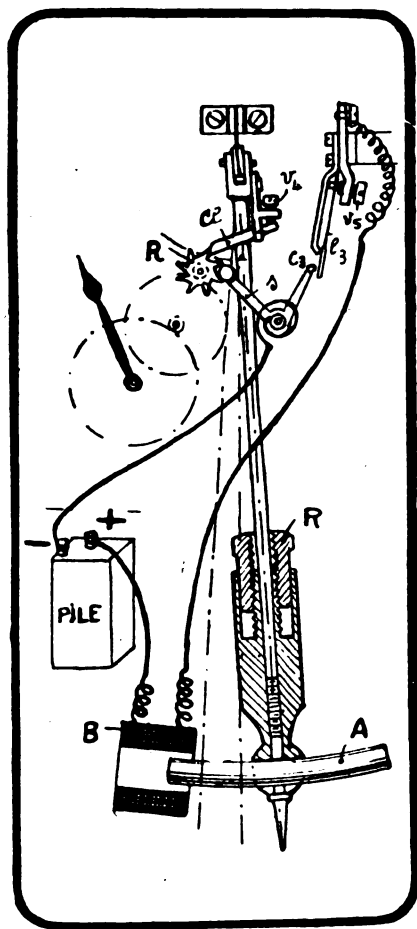


Fig. 2

entretenir continuellement le mouvement de la pendule, et cette obligation était assez gênante.

Dans la pendule électrique, il n'existe pas de ressort et partant pas de remontage, la force nécessaire à l'entretien des oscillations du pendule ou balancier étant fournie par une petite pile dont la durée est très longue (six mois au minimum), la force à fournir étant extrêmement faible.

PENDULE RÉGULATRICE

1^o PRINCIPE GÉNÉRAL (fig. 2). —

Le balancier porte à sa partie inférieure un aimant A en acier au cobalt dont une extrémité oscille librement dans une bobine creuse B. Un cliquet C1 articulé sur la tige du pendule (tige remplaçant le fil F du pendule théorique de la fig. 1) fait avancer une roue à rochet R d'une dent à chaque course de l'aimant vers la bobine.

Un cliquet de retenue se soulève alors et établit un contact électrique C₂, qui a pour effet d'envoyer dans la bobine un courant fourni par la pile et par suite d'attirer l'aimant.

Les attractions reçues à chaque course par l'aimant rendent entretenues les oscillations du balancier dont la durée d'oscillation se maintient constante et ne dépend, ainsi que nous

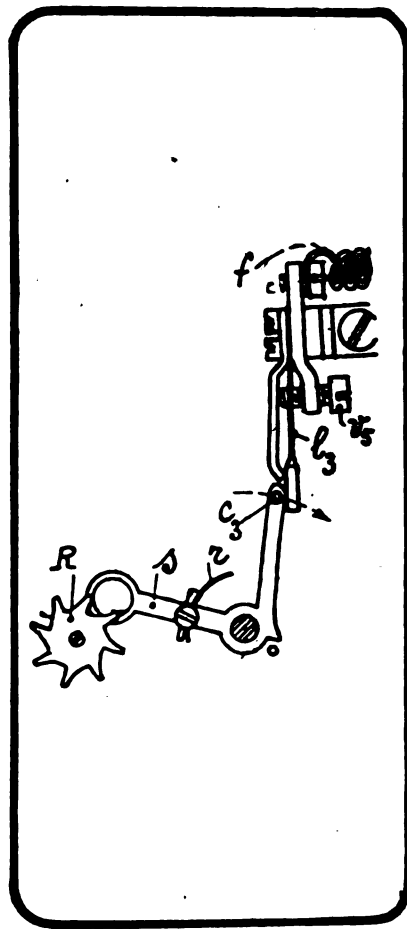


Fig. 3

l'avons vu précédemment, que de la longueur du balancier. Cette longueur peut d'ailleurs être facilement réglée à l'aide de la partie mobile R de la masse du balancier.

2^o CONTACT ENTRETIENANT LES OSCILLATIONS. — Le premier mobile du rouage entraînant les aiguilles de la pendule est le rochet R actionné, comme nous l'avons dit, par le cliquet moteur C1 (fig. 2). Des vis de réglage V₁ et V₂ permettent de donner au cliquet une position convenable par rapport au rochet.

Tout mouvement en arrière du rochet est empêché par un sautoir S (fig. 3) qui porte un bras vertical muni d'une cheville C₃ produisant le contact électrique chaque fois que le rochet avance d'une dent. C'est ce contact qui envoie le courant dans la bobine B et qui entretient ainsi les oscillations du balancier.

La pendule électrique que nous venons de décrire peut fonctionner seule, mais elle peut aussi entraîner en synchronisme un nombre quelconque de pendules réceptrices qui marqueront la même heure qu'elle-même.

A cet effet, son balancier comporte un contact spécial dit de distribution d'heure.

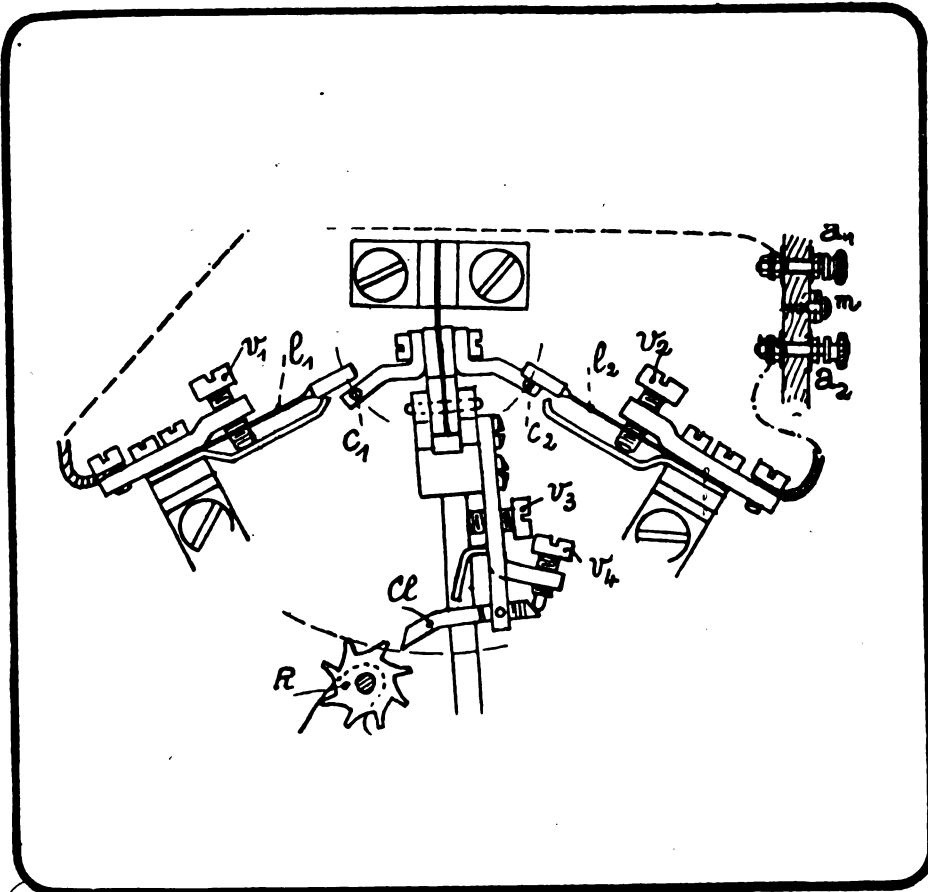


Fig. 4

Ce contact est établi comme l'indique la figure 4. Lorsque le balancier passe par la verticale, les ressorts l_1 et l_2 sont tous deux en contact avec les chevilles C_1 et C_2 reliées entre elles et un courant est envoyé dans les pendules réceptrices.

Lorsque le balancier se trouve très écarté de la verticale et vers la droite, la cheville C_1 est écartée de la lame l_1 et le courant est interrompu. Il en est de même lorsque le balancier est très écarté à gauche de la verticale car la cheville C_2 quitte alors la lame l_2 . Les vis V_1 et V_2 déterminant la position des lames l_1 et l_2 permettent de régler la durée du contact. Pour que le fonctionnement soit bon, il faut que la cheville C_1 commence à toucher la lame l_1 lorsque la pointe P_1 est à une distance $D = 8$ mm. à droite de la pointe P_2 et que la cheville C_2 commence à toucher la lame l_2 lorsque la pointe P_1 est à gauche de la pointe P_2 à une distance de 8 mm. également.

PENDULES RÉCÉPTRICES

Comme la pendule régulatrice, les pendules réceptrices comportent un balancier, un aimant, une roue, à rochet et un cliquet moteur (fig. 5).

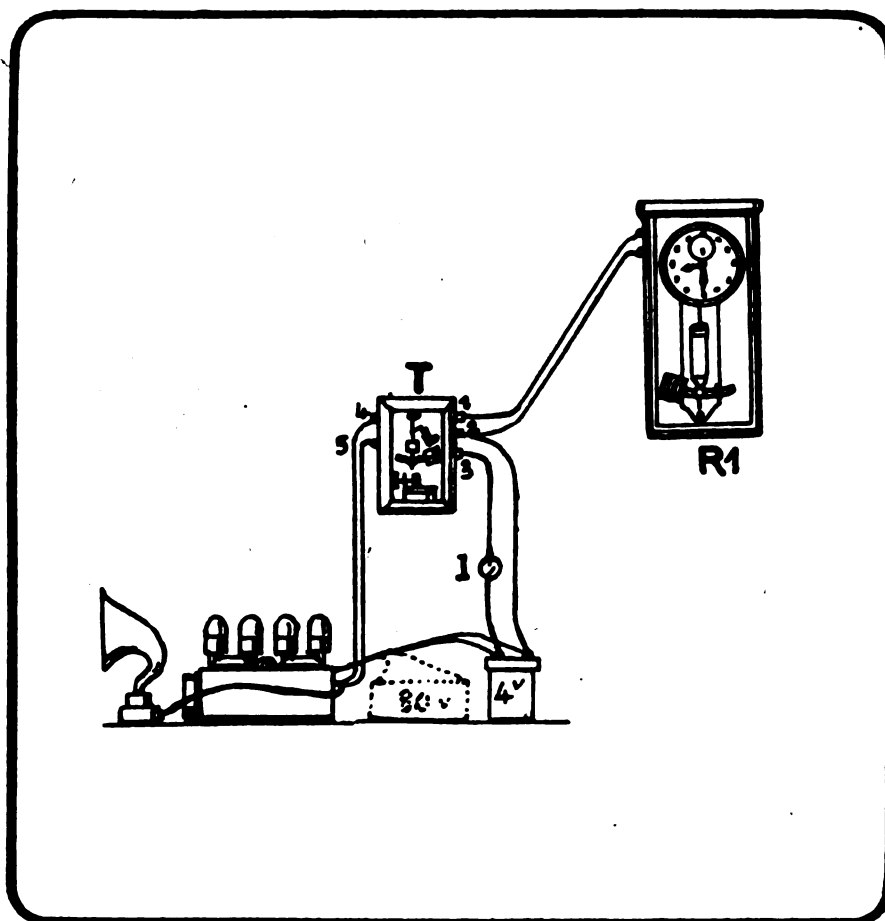


Fig. 6

La pendule régulatrice envoyant un courant dans les réceptrices toutes les demi-secondes, le balancier de ces dernières est réglé pour battre la demi-seconde ou, plus exactement, pour que sa durée d'oscillation propre soit très légèrement supérieure à une demi-seconde.

De la sorte, le balancier doit osciller à grande amplitude, c'est-à-dire atteindre l'équerre de butée E garnie d'un morceau de feutre F et cela même si le voltage de la pile de distribution d'heure descend trop bas.

Au cas où la longueur du balancier serait déréglée, il faudrait la déterminer par tâtonnements. Il est à noter que la masse M ne peut permettre de faire avancer ou retarder la réceptrice puisque la cadence est imposée par le régulateur. Ce réglage n'intervient que pour permettre d'accorder le mouvement propre du balancier avec les impulsions de commande.

Le cliquet moteur CM doit faire progresser d'une dent à chaque oscillation le rochet R . Pour cela, il faut que le cliquet plonge suffisamment dans la denture, mais sans exagération, de façon qu'il ne conduise pas le rochet de plus d'une dent. Pour régler cette pénétration, il suffit de faire tourner la pièce P (Voir fig. 5).

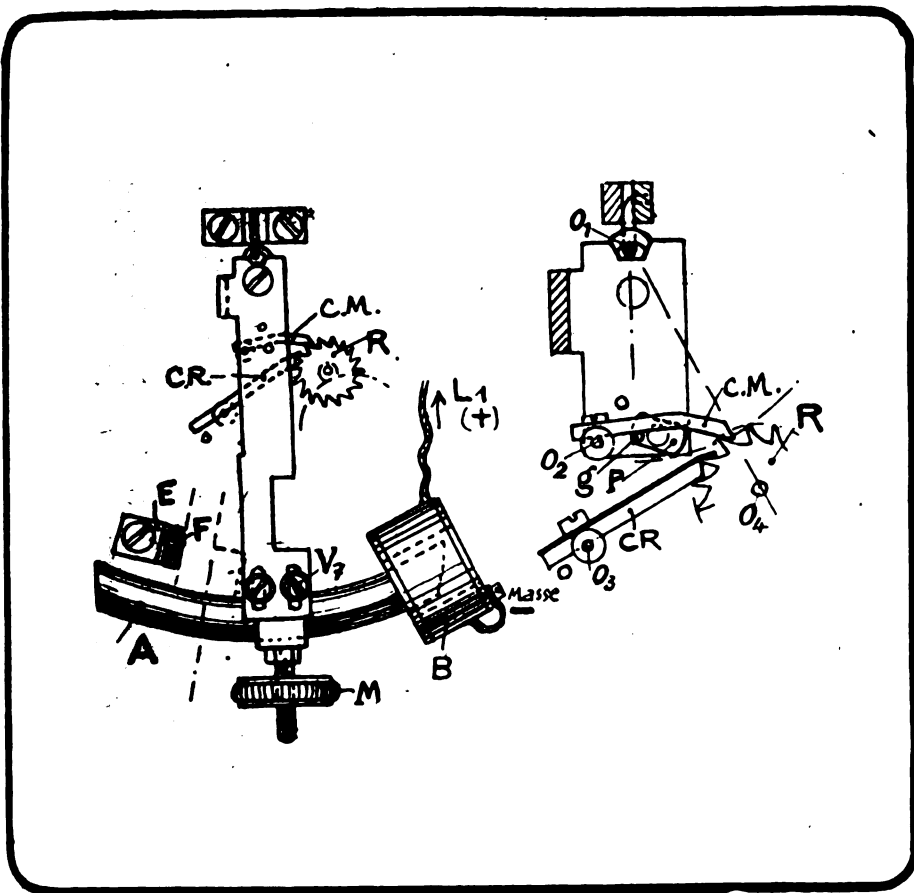


Fig. 5

GRANDES INSTALLATIONS

Dans les grandes installations de distribution d'heure comportant un très grand nombre de pendules réceptrices, on augmente la sûreté de fonctionnement en procédant comme suit :

Le régulateur commande seulement quelques pendules réceptrices spéciales dites pendules relais, qui peuvent être ou non munies d'aiguilles. Les pendules relais identiques comme fonctionnement aux pendules réceptrices sont munies de contacts de distribution de l'heure et commandent chacune un groupe de réceptrices qui se trouvent indirectement synchronisées par le régulateur.

Ce montage permet de réduire le courant que doit couper et établir périodiquement le régulateur principal, et de limiter les conséquences d'un accident survenant à une partie de l'installation. Enfin, les pendules relais étant normalement synchronisées, et n'ayant pas besoin de présenter une grande précision comme le régulateur, on peut les munir d'un contact de distribution de l'heure particulièrement robuste.

REMISE A L'HEURE D'UNE INSTALLATION

On peut remettre à l'heure individuellement chacune des pendules, en agissant à la main sur l'aiguille des minutes, en avant ou en arrière à volonté. Certaines pendules réceptrices doivent être remises à l'heure de l'arrière, au moyen d'un bouton spécial actionnant les aiguilles.

On peut aussi opérer la remise à l'heure simultanée de toutes réceptrices, en opérant comme suit :

Le régulateur est réglé de façon que la durée d'oscillation de son balancier soit légèrement trop faible. A cet effet, on remonte légèrement sa masse de réglage, pour qu'il avance, par exemple, d'une seconde par jour. Dans ces conditions, toutes les réceptrices synchronisées par le régulateur avancent quelque peu (par exemple, trente secondes par mois).

Pour remettre à l'heure les réceptrices, il suffit de poser un interrupteur sur la canalisation reliant le régulateur aux réceptrices.

Lorsqu'on juge que celles-ci sont trop en avance, on coupe le courant un instant, et on le rétablit pour les faire repartir lorsqu'elles marquent l'heure exacte.

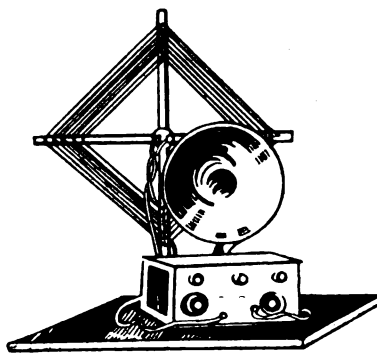
REMISE A L'HEURE AUTOMATIQUE PAR T. S. F.

Si la pendule régulatrice est munie d'un électro-aimant spécial qui la remet à l'heure lorsqu'elle avance ou retarde de moins de 5 minutes, il est facile, grâce aux émissions faites journellement par Radio-Paris à 10 h. 40 et 18 h. 25, d'obtenir une remise à l'heure automatique de toutes les pendules d'une installation.

A cet effet on se sert d'un poste récepteur quelconque, le haut-parleur étant remplacé par un relais spécial ne fonctionnant que pour la fréquence des signaux horaires lancés par Radio-Paris.

Ce relais, lorsqu'il est traversé par le courant fourni par le poste, lance un courant dans l'électro-aimant de remise à l'heure, ce qui a pour effet de faire revenir instantanément les aiguilles au point voulu.

N. B. — Nous devons les renseignements qui précèdent à l'obligeance de la société anonyme L. Hatot, constructeur des pendules ATO et ATO Radiola dont la fabrication constitue une merveille de précision.



TELEVISION

L'état actuel des procédés Baird

par Léon de LA FORGE

■ ■ ■ ■ ■

Les progrès faits en matière de télévision sont immenses et chaque jour en apporte de nouveaux. On se rendra mieux compte de ce qui a été réalisé jusqu'à ce jour en lisant les détails que nous donnons sur les résultats obtenus à l'aide des procédés Baird.

A l'occasion de la première réunion d'actionnaires de la Baird Television Development Company, sir Edward Manville, chairman de la compagnie, a prononcé un important discours, qui nous renseigne sur le point atteint à ce moment par le procédé de télévision qui est actuellement le plus en avance.

Le *Times* du 21 février 1929 en a donné un compte rendu *in extenso*; nous en extrayons ce qui suit :

SCÈNES TÉLÉVISÉES

« Quand la société se forma, les images de personnes individuelles et d'objets variés étaient transmises, et étaient reconnaissables dans l'appareil récepteur, que nous avons appelé « *Televisor* »; mais, c'était tout ce qu'on pouvait dire à ce moment.

Aujourd'hui les images et scènes transmises et reçues ont atteint un degré de perfection qui est réellement remarquable, et qui a été largement apprécié par les milliers de personnes ayant assisté à des démonstrations. Parmi ceux qui en ont été témoin, on trouve un grand nombre d'hommes publics, de femmes connues, de savants éminents, etc., qui ont témoigné des excellents résultats que l'on obtient aujourd'hui. La transmission et la réception se sont montrées également bonnes, que la transmission fût faite par fil ou par sans fil. Puisque cependant « pour croire il faut voir », nous apprécierons, si ceux d'entre vous qui s'intéressent au sujet veulent bien

venir au laboratoire 133, Long Acre, et y prendre des tickets d'admission aux démonstrations.

La dimension des scènes et images, telles qu'elles sont actuellement télévisées, est à petite échelle, montrant par exemple la tête et les épaules de la personne télévisée, mais les développements en cours nous permettront, je pense, de projeter les images reçues sur un écran assez large pour être vues par un nombre considérable de spectateurs, et, bien que les résultats atteints dans cette direction ne soient pas aussi parfaits que les petites images que j'ai mentionnées, nous ne doutons pas que nous pourrions à une date peu éloignée atteindre le même degré de perfection sur un grand format, comme nous l'avons obtenu pour un petit.

En effet, nous avons déjà atteint le point où plusieurs figures peuvent être vues simultanément, et nous avons transmis une scénette. De ceci vous conclurez que de très intéressants développements sont déjà en vue.

TRANSMISSION

TRANSATLANTIQUE

Pendant cette période de développement, on a profité des occasions pour faire des démonstrations d'un caractère frappant; et parmi celles-ci, la plus importante, je crois, est la transmission réussie entre le laboratoire de Long Acre et une station de réception, qui se trouvait juste à la sortie de New-York; les figures des personnes

se trouvant devant l'émetteur de Long-Acre ont été télévisées avec succès — des représentants de la presse américaine en ont été les témoins; — au cours de la traversée de retour, de New-York en Angleterre, des opérateurs, une deuxième et semblable démonstration a été faite à bord du *Berengaria*; en plein océan, entre autres, le visage d'une dame (amie du chef de poste de T. S. F. à bord du *Berengaria*) se trouvant à Long Acre fut nettement vu par nombre des passagers se trouvant à bord, et nettement reconnu par le chef de poste.

Quant à l'importance de cette démonstration, je ne puis mieux faire que de vous lire à ce sujet un extrait d'un éditorial du *New-York Times*, en date du 11 février de l'année dernière; voici :

« Même si on ne trouve pas parfaites les images transmises par M. J. L. Baird, le jeune inventeur écossais, de son laboratoire de Londres et reçues à Hartsdale, près de New-York City, l'expérience a néanmoins une importance historique.

« Baird a été le premier de tous à réussir la télévision à toute distance. On doit maintenant lui reconnaître d'avoir le premier séparé du corps la forme humaine optiquement, de l'avoir lancée, par morceau à une vitesse incroyablement à travers l'espace, à travers l'Océan, et de l'avoir rassemblée en un tout distinct devant les yeux américains.

« Son succès mérite de se ranger avec celui de Marconi envoyant la lettre S à travers l'Atlantique — le premier

signal intelligible qui ait jamais été transmis d'une rive à l'autre au cours du développement de la radiotélégraphie transocéanique.

« En tant que communication, le S de Marconi était négligeable, en tant que borne dans la marche en avant de la radio, il est d'une importance qui fait époque. Il en est de même dans le premier effort couronné de succès de Baird en télévision transatlantique. Ses images étaient dures, elles étaient à peine reconnaissables ; elles s'évanouissaient et réapparaissaient quand les conditions atmosphériques variaient, mais elles étaient le commencement d'une nouvelle branche d'industrie, qui est destinée à transformer la terre en quelque chose comme une maison de cinéma, dans laquelle des populations entières suivent sur un écran les reproductions vacillantes d'événements qui se passent à l'instant même.

« Le succès de Baird fut obtenu sans préparatifs mécaniques de laboratoire ; et en effet, il entreprit cette affaire de transmission de figures à travers l'océan, pour beaucoup, comme un amateur bien informé qui aimerait mieux construire son propre poste de T. S. F., que d'en acheter un.

LE PIONNIER DE LA TÉLÉVISION

Je pense que vous serez d'accord avec moi pour reconnaître qu'il ne peut exister de meilleur témoignage que cet extrait, que je vous ai lu devant vous, d'un journal de la valeur du *New-York Times*, dans ce pays de progrès scientifique que sont les Etats-Unis d'Amérique.

Cet extrait représente les premiers essais de transmission transocéanique de M. Baird, comme étant les premiers au monde exécutés avec un appareil qui, à cette époque, était très primitif ; comme ce journal le dit, ces essais sont des marques dans l'histoire de la télévision, auxquelles on se reportera dans l'avenir, de même que l'on se reporte aujourd'hui aux premières expériences téléphoniques de Marconi et de Bell.

Ces démonstrations ont eu pour effet d'établir la Baird Company et Baird lui-même comme les pionniers de la télévision.

Mais, une année a passé depuis cette démonstration historique, une année au cours de laquelle, ainsi que je l'ai indiqué, de grands progrès ont été faits. Le résultat de cette démonstration a été de créer dans le monde civilisé un courant d'intérêt ; et il est juste de dire qu'aujourd'hui la Baird

Television Company est engagée dans des négociations qui ont pour but d'établir la diffusion de la télévision d'après son procédé dans la plupart des pays du monde, ce qui, je le crois, conduira rapidement à des résultats de la plus haute importance pour nous.

LA TÉLÉVISION BAIRD A BERLIN

Ici, je me permettrai d'attirer votre attention sur la formation de la Baird International Television Company, à laquelle je viens justement de faire allusion. Vous vous rappelez que notre Société possède les deux tiers des résultats de l'Internationale qui peuvent être obtenus par l'exploitation des brevets en dehors du Royaume-Uni, et bien entendu l'ensemble des résultats qui peuvent être obtenus à l'intérieur du Royaume-Uni.

On sentit vers le milieu de l'année dernière que notre capital relativement faible serait totalement insuffisant pour travailler des intérêts mondiaux, dont nous possédons les deux tiers, et par conséquent, à la suite des expériences heureuses que j'ai citées, la Compagnie Internationale fut formée avec succès au capital de 700.000 livres ; sa structure financière est telle qu'elle permet un capital d'exploitation de plus de 250.000 livres, ce qui renforce considérablement sa faculté de s'occuper heureusement de l'établissement du système dans les divers pays étrangers.

En fait, Lord Amptill, chairman de l'International Company, dont je suis aussi directeur, put déclarer à la réunion statutaire de septembre dernier qu'une société pour exploiter le système Baird avait déjà été formée aux Etats-Unis d'Amérique, en coparticipation avec quelques-uns des intérêts radiotélégraphiques les plus influents de ce pays.

Il fit encore savoir que des négociations étaient en cours pour la formation de sociétés aux colonies et dans nombre de pays étrangers, et je pense pouvoir me permettre de dire que dans les quelques mois qui se sont écoulés depuis cette réunion la plupart de ces négociations ont progressé de manière satisfaisante.

Cette société est en train de faire des démonstrations pratiques à l'étranger, et l'attitude et l'aide de ceux qui y prennent intérêt ont été très encourageants. Il peut vous intéresser, par exemple, de savoir qu'après une visite faite ici par le Sous-Secrétaire d'Etat chargé de la T. S. F. du gouvernement

allemand, le docteur Bredow, et de ses conseils, l'International Company a été invitée à nous faire installer un appareil transmetteur et un appareil récepteur dans la principale station de T. S. F. de Berlin ; cette installation est en train de se faire en ce moment précis.

Je ne pense pas qu'il convienne à cette réunion de nous occuper en détail de l'état des négociations de l'International Company, mais je puis au moins dire qu'actuellement quelque sept stations de radiodiffusion ont invité la Société à installer des transmetteurs pour radiodiffuser la télévision aux auditeurs de ces stations.

MANUFACTURE DES APPAREILS

Tout en consacrant tant de temps et d'attention au développement et au perfectionnement du système, nous n'avons pas été sans nous soucier du besoin de produire des *televisors*, pour les vendre à ceux qui peuvent désirer recevoir les transmissions de ces stations ; et nous avons produit plusieurs modèles de téléviseurs, spécialement construits pour recevoir la télévision seule, ou la télévision en même temps que la musique, le chant ou la parole ; il y a en cours de fabrication pour nous quelques milliers de ces appareils, qui seront cédés au public à prix modéré, et qui, bien entendu, ne représentent qu'une première et faible édition de ce que nous prévoyons avec confiance comme devant être la demande dans l'avenir, quand la radiodiffusion de la télévision sera généralisée. Je ne désire pas que vous ayez l'impression que ce sera la politique de cette compagnie de construire pour elle de tels instruments, mais il est évidemment désirable d'avoir un certain nombre de ces instruments prêts à satisfaire jusqu'à une certaine limite la première demande ; mais ce sera probablement la politique de la compagnie de céder la licence aux industriels reconnus de la radiodiffusion, pour qu'ils puissent fabriquer par eux-mêmes et à leur propre manière des appareils de télévision d'après nos brevets.

A ce propos, je puis dire que des démonstrations ont souvent été faites aux représentants de ces firmes, et nous prévoyons qu'à l'avenir une large proportion de ces industriels entreprendront la manufacture et la vente de ces appareils, comme nous en avons l'indication par les demandes que nous avons déjà reçues.

Je pense que d'après ce que j'ai dit

vous serez peut-être capable de saisir le progrès réel qui a été fait à la fois en ce qui concerne le développement des appareils de télévision, et des dispositions prises pour les mettre à la portée du public.

« PHONOVISION »

Au début des opérations de la société, nous avons entrepris de développer ce que nous avons appelé la « Phonovision », mais, que nous n'avons pas poussé, eu égard à la nécessité de concentrer tous nos efforts sur le développement de la télévision dans un but commercial. Me permettrai-je de vous rappeler que la Phonovision est une conception extrêmement remarquable. C'est, en fait, l'inscription sur un disque du type des disques utilisés pour le phonographe, des ondes électriques correspondant à la télévision d'un objet, mais, qui, dans ce cas, au lieu d'être reçues au téléviseur, sont utilisées pour produire les impressions nécessaires sur le disque phonographique.

Un disque ainsi préparé peut alors être utilisé pour reproduire la scène originale réelle dans un téléviseur semblable à celui utilisé pour la réception directe des images télévisées ; ou, en un mot, nous avons un disque phonographique qui reproduira les sons d'un chant et l'image lumineuse animée d'une personne qui chante ; cette image présentera les mêmes détails et donnera les mêmes effets de lumière et d'ombre, que la télévision d'une scène reçue au téléviseur.

Je pense que vous êtes d'accord pour reconnaître en ceci un véritable succès ; c'est l'inscription de la lumière sur un disque phonographique et sa reproduction par le disque. Il est si important que les directeurs étaient tout à fait hésitants, au début du fonctionnement de cette compagnie, pour savoir si les efforts de M. Baird et de son personnel ne devraient pas être concentrés sur le perfectionnement de cette phonovision plutôt que sur

le développement de la télévision ; c'est notre intention de rechercher, aussitôt que nous le pourrons, quels résultats pratiques nous pouvons obtenir dans cette direction ; qu'il me suffise de dire que l'appareil qui a servi à l'expérience faite pour démontrer ce principe, s'est montré suffisamment efficace lors d'une démonstration faite aux autorités du Science and Arts Museum, South Kensington, pour les inciter à nous demander de leur prêter cet appareil qu'ils exposeraient comme le premier appareil *Phonovisor* produit dans le monde ; nous nous proposons d'accueillir cette demande ; et ainsi nous pourrons voir exposés au Musée de South Kensington, à la fois le *Televisor* original, et le *Phonovisor* original.

AUTRES DÉVELOPPEMENTS

Il y a, vous vous en souvenez, d'autres systèmes, dont la compagnie possède les brevets, par exemple, la Noctovision et la Télégraphie par fac-similé ; mais le développement de ces systèmes, celui de la Noctovision par exemple, a été limité quelque peu et pour les mêmes motifs, bien que nous ayons des raisons de croire que notre système de Télégraphie par fac-similé se montrera être le plus rapide et le plus exact de tous.

A titre d'indication de la manière dont certains de nos brevets peuvent être appliqués à des objets entièrement en dehors de ceux que nous avons en vue, je puis dire que nous venons juste de passer un accord avec une des grandes compagnies de gramophones — D. P. Ltd. — pour lui permettre d'utiliser un de nos circuits amplificateurs sans distorsion, et breveté ; elle nous paiera une taxe de licence substantielle par appareil, et elle nous a informé qu'elle allait mettre en mains immédiatement 5.000 de ces appareils.

Ceci est une indication de ce que je pourrais appeler un à-côté des brevets que nous possédons.

L'AVIS DU COMMANDANT BRENOT SUR LES RÉSULTATS OBTENUS PAR BAIRD.

Au cours de ces deux derniers jours nous avons reçu la visite du commandant Brenot, président de la Société des Industriels français de la Radio-Électricité, ingénieur en chef de Radio-Paris. Il a construit les stations de radiodiffusion de Sainte-Assise (la plus grande station de radiodiffusion intercontinentale), de Prague et de Buenos-Ayres. C'est lui qui a établi la radio-communication entre la France et l'Amérique, inaugurée, il y a trois ou quatre jours, et il a écrit ce qui suit et ce qui sera, je crois, considéré comme un témoignage de premier ordre, venant de semblable source : « Le premier appareil industriel de télévision : Ce que M. Baird a réussi, est de beaucoup en avance sur ce que les esprits les plus optimistes auraient osé imaginer il y a seulement une année à la Conférence Internationale de Télégraphie sans fil tenue à Washington. » Le commandant Brenot, je puis ajouter, a été chef d'état-major du général Ferrié, inspecteur général des Communications radiotélégraphiques interalliées pendant la guerre.

IMPORTANT ACCORD

Je puis ajouter que nous avons conclu un accord avec une compagnie française qui a des intérêts extraordinairement puissants dans presque tous les principaux centres sur le Continent ; pratiquement elle coopérera avec nous et fournira le capital pour l'établissement de la radiodiffusion et de la télévision dans tous ces centres importants.

Je ne pense pas que je puisse utilement ajouter quelque chose de plus à ce que j'ai dit mais je crois que l'année courante verra des développements, qui vous apparaîtront comme très satisfaisants lorsque nous nous rencontrerons à nouveau.





LA TECHNIQUE PHONOGRAPHIQUE



Chaque jour, les postes émetteurs de radiophonie diffusent des disques de phonographe ; des concours sont ouverts afin de convier l'amateur de T. S. F. à discerner l'audition directe de l'artiste de celle de la reproduction ; une promenade ne peut se faire sans rencontrer une vitrine garnie de luxueux appareils, de disques et derrière laquelle s'échappent des flots de musique. C'est là le résultat de l'essor colossal, le mot n'est pas exagéré, de l'industrie de la machine parlante, qui entre dans nos mœurs et qui fait que le phonographe aura bientôt sa place dans toute maison, à côté de son frère cadet le poste de T. S. F., s'il ne l'a pas déjà.

Quelques articles déjà parus dans ces colonnes ont effleuré le sujet, mais ouvrir une rubrique mensuelle du phonographe, s'imposait. Tâche combien délicate !...

Ce n'est pas que le sujet soit peu attrayant ; tout au contraire, mais l'industrie du phonographe, quoique déjà ancienne, est encore bien fermée et tout environnée de mystère... Nous n'irons pas jusqu'à croire que ce soit pour cacher ses vieilles méthodes routinières ; mais il est certain que nul n'a le droit de pénétrer ses « secrets ». Nous nous sommes même laissé dire qu'à l'intérieur des usines, où les travaux sont si divers, il était déjà difficile de pénétrer d'un compartiment dans un autre.

« Radioélectricité et Q. S. T. français » se devait de faire même l'impossible pour qu'il y eût en France une revue traitant de la partie technique du phonographe. Nous voulons ne rien avoir à envier à l'étranger à ce sujet.

Notre but est clair : l'amateur de T. S. F. n'a pris un tel goût à la radiophonie qu'autant qu'il a été initié aux mystères de la T. S. F., mis à même ainsi de la comprendre et, par conséquent, de mieux savoir en tirer tout le parti désirable.

L'amateur de phonographe ne peut-il pas avoir le même désir ?

Savoir comment est fait un disque peut rendre service à celui qui l'achète, en lui apprenant ou à le mieux choisir, ou à le mieux soigner, ou à le mieux utiliser.

Savoir comment sont construits un gramophone, un disque, etc., peut avoir les mêmes avantages et même inciter à les modifier pour les améliorer... Les possesseurs de vieux appareils pourront y trouver leur profit.

Enfin, l'industrie du phonographe ne peut rien y perdre. Qu'elle nous excuse par avance si, par la suite, nous sommes quelque peu indiscrets !

Un de nos vieux amis, comptant de nombreuses années dans l'industrie du disque, nous a promis de mettre son expérience à notre disposition, et nous irons bien souvent le questionner pour vous.

Nous suivrons aussi les diverses revues étrangères, pour vous tenir au courant de ce qui se passe outre-mer et par delà les frontières.

Enfin, nous consulterons les brevets... intéressants de l'Office national des inventions, en jetant de temps à autre un coup d'œil en arrière pour nous rendre compte de ce qui s'est fait il y a vingt ou trente ans et pour constater quelquefois que... l'histoire n'est qu'un éternel recommencement.

L. D.

■ ■ ■ ■ ■

Un peu d'histoire

L'invention du phonographe, comme celle de la T. S. F., n'est pas l'œuvre d'un seul homme, mais le résultat des travaux successifs d'une série de savants. Pour essayer de ne pas soulever de polémique à ce sujet, nous nous bornerons à citer tous ceux qui de près ou de loin ont travaillé cette partie de l'acoustique.

Le premier, à notre connaissance, fut Thomas Young, le physicien bien connu. Il ne créa pas le phonographe, mais, pour mesurer le nombre et l'amplitude des vibrations d'un corps sonore, il eut l'idée de lui adapter un « style » permettant de tracer la courbe du mouvement vibratoire sur un cylindre en rotation. Si ce n'est pas encore la machine parlante, ceux qui ont connu les petits phonographes à cylindres voient qu'en somme c'est la base de l'appareil enregistreur. Plus tard, d'autres savants, parmi lesquels Duhamel, Wertheim, Lissajous, Helmholtz, Regnault, Mercadier, reprirent l'expérience de Young, les uns étudiant la vibration des cordes,

les autres la vibration des diapasons, sans apporter d'idée bien neuve.

Un autre pas en avant fut fait avec Scott : lui, simple ouvrier typographe, eut l'idée vers 1853 d'appliquer les moyens acoustiques de l'oreille humaine à la fixation graphique de la voix, du chant et de la musique. En 1857, il jette les bases du *phonauto-graphe*, appareil « devant permettre en ce qui concerne le son d'arriver à un résultat analogue à celui atteint pour la lumière par la photographie ».

Son appareil se composait d'un pavillon, d'une membrane tendue sur laquelle était fixé le « style » (un poil de sanglier). En faisant glisser sous le « style » alternativement une plaque de cristal enduite de noir de fumée, on inscrivait la voix, la musique...

Le premier diaphragme d'enregistrement mécanique était né. Scott se ruina et mourut n'ayant pu arriver à intéresser le monde à son invention.

En 1877, Charles Cros eut l'idée, non seulement comme ses prédéces-

seurs d'inscrire de façon durable les sons et les bruits, mais aussi en portant des inscriptions de les reproduire. C'était enfin le phonographe.

Son invention devait d'abord permettre de transformer les tracés fugitifs obtenus à la manière de Scott en tracés en creux résistants capables à leur tour de guider un index mobile qui transmettrait ses mouvements à une membrane vibrante.

L'inscription se faisait sur un disque animé d'un mouvement de rotation et de translation combiné (comme dans les machines à enregistrer actuelles). Par contre ce disque enduit de noir de fumée était, après enregistrement, reproduit par des procédés photographiques sur de l'acier, de manière à présenter des sillons en creux ou en plein. C'était le disque moderne trouvé.

Le cylindre fut alors trouvé préférable parce qu'il permettait de ne pas perdre de place.

Charles Cros, comme trop souvent les inventeurs français, faute d'argent,

ne put construire un appareil de démonstration, ni procéder à d'autres expériences. Cela n'empêche pas que ses rapports à l'Académie des Sciences du 30 avril 1877 et du 3 décembre 1877

lui conférèrent une priorité incontestable. Ce fut d'ailleurs cette même année qu'un chroniqueur employa le mot actuel : phonographe, pour la première fois.

Pendant ce temps, un Américain travaillait dans ses laboratoires sur la même question et, en 1878, le *phonographe* tel qu'il avait été nommé en France était réalisé par *Edison*.

Une visite à la salle d'enregistrement

AVANT de « parler disques », chers lecteurs, il faut voir comment prend naissance le disque que nous utilisons...

Vous avez certainement déjà vu des reproductions de photographies de postes d'émission et de leurs studios ; mais vous n'avez jamais vu sans doute de semblables gravures pour ce qui touche à l'enregistrement.

Là, le mystère est de rigueur, et pourtant nous avons voulu jeter un coup d'œil indiscret, étant bien convaincu, pour notre part, que si l'on voulait bien approfondir les choses, tout ne serait pas aussi mystérieux qu'il est laissé à supposer...

Un musicien de notre connaissance consentit à nous « prendre comme bibliothécaire » et dès lors au reçu de la convocation nous courûmes à l'adresse indiquée.

Un système de double-porte, une lampe rouge... Cela ressemblait un peu à certaines entrées dérobées des coulisses d'un théâtre... Nous retrouvons notre ami ; quelques présentations discrètes à des collègues et amis sont échangées et, Césame ouvre-toi ! nous pénétrons dans le sanctuaire par un dédale de couloirs tortueux... Pour un sans-filiste habitué des studios des postes d'émission, il n'y a rien là tout de suite qui semble arrêter l'attention de façon toute particulière.

Nous sommes dans une très grande salle, très haute de plafond : il y a place pour mettre au moins deux à trois cents personnes... Des tapis épais sont disposés sur le sol, de nombreuses chaises sont placées vers le centre ayant chacune un pupitre à portée.

Les murs sont tendus de haut en bas de grandes étoffes drapées, ainsi que le plafond. On ressent un peu une impression d'étouffement. Le bruit des conversations est très amorti.

L'éclairage diffusé ajoute une note terne à l'ensemble. Des plis de l'étoffe du plafond pendent deux espèces de supports tenant du lustre et du trépied. Al'un deux est suspendue une petite boîte à peine grosse comme

les deux poings. C'est le microphone...

Les musiciens arrivent, il va être près de 9 heures ; nous profitons de notre liberté pour nous approcher. La petite boîte n'est autre qu'un bloc de marbre avec sur ses deux faces une plaque en ébonite perforée d'une ouverture rectangulaire.

Nous pouvons même lire la marque étrangère. Vous avez d'ailleurs certainement déjà vu de semblables microphones, soit au Grand Palais, soit au hasard d'une visite à un studio d'émission. Rien de spécial...

Deux fils s'en échappent pour rentrer dans un tuyau métallique flexible pendu au plafond.

A part cela nous remarquons le pupitre du chef d'orchestre muni de boutons électriques et de petites lampes de couleur...

La pendule a dépassé 9 heures, les musiciens commencent à prendre place ; nous nous enfouissons dans les partitions afin de nous faire oublier.

Le programme comporte l'enregistrement de quelques chansonnettes ou airs à la mode. Il n'y a pourtant pas moins de trente-cinq musiciens. Les chanteurs, comme il convient, sont un peu en retard.

Deux opérateurs en blouse blanche font irruption d'une porte dissimulée dans un angle. Ils viennent vérifier la hauteur du microphone et placer les artistes. La langue anglo-saxonne semble leur complaire... C'est peut-être après tout un bon moyen de paraître supérieur ou de pouvoir échanger des réflexions qui dites en français pourraient ne pas être très agréables pour les intéressés...

Le microphone étant mis à une hauteur d'environ deux mètres par rapport au sol, le chanteur lui fait face à deux mètres cinquante ou trois mètres.

Les premiers musiciens, violons en avant, sont à quelque cinq mètres et assez dégagés les uns des autres.

Plus l'instrument est gros, plus le musicien est loin du microphone... ou tout au moins cela semble être la règle appliquée.

Le chef d'orchestre placé sur le

côté du microphone a tout son monde devant lui.

La répétition commence, l'artiste a besoin de s'entraîner un peu...

Les hommes en blouse blanche évoluent, déplaçant une chaise par ici, un pupitre par là ; il semble que la position des artistes soit obligatoirement réglée avec précision. Une disparition par l'angle où nous les avons vu arriver, puis retour et nouveau conciliabule avec le chef d'orchestre ; ce sont les dernières recommandations.

Une sonnette retentit, les opérateurs disparaissent, des voyants s'allument imposant le « silence » (?) ; quelques coups de baguette, une petite lampe s'éclaire sur le pupitre du chef d'orchestre dont les bras s'agitent soudain : l'enregistrement est commencé.

Après la phrase musicale d'introduction le chant suit... Cela ne va pas bien loin ; après moins d'une minute, les lampes s'éteignent, une sonnette retentit, chanteur et orchestre arrêtent en débandade, un opérateur apparaît, il annonce que cela n'était qu'un « essai ».

Tout le monde se lève et s'approche de l'angle où se trouve le « laboratoire ». Nous nous faufilons bien vivement au... deuxième rang pour essayer de voir ce qui se trouve dans cette pièce dissimulée où l'on fait des choses aussi « extraordinaires ».

Une bouffée de chaleur nous arrive au visage bien que la saison des grands froids soit passée. Notre ami veut bien nous expliquer que c'est à cause des cires qui servent à l'enregistrement que l'on est obligé de maintenir une température de près de trente degrés dans cette pièce. Une trop faible température nuirait à la qualité du disque.

Nous voyons en face de nous un socle de béton sur lequel se trouve une machine que nous ne nous attendions pas à rencontrer ici. Ceux qui parmi vous ont déjà visité un grand atelier de mécanique ont peut-être vu de ces grosses raboteuses servant au rabotage de grands socles de

machines, de bancs de tours... Eh bien, figurez-vous une de ces machines en réduction : la plus grande dimension n'excédant pas un mètre. La table est remplacée par un plateau métallique épais portant la fameuse cire.

Amateurs de phonographe, ne croyez pas que vos disques sont en cire, comme l'étaient les cylindres d'autrefois, ni que la cire d'enregistrement ait les dimensions d'un disque ou la couleur de la cire que nous pouvons trouver dans le commerce.

Leur diamètre semble un peu supérieur à celui des disques et l'épaisseur est d'au moins trois centimètres. Quant à la couleur, cela ressemble un peu au café au lait ou au dos des chats siamois.

La surface de la cire est un véritable miroir sous l'action des fortes lampes qui éclairent la machine.

La couronne enregistrée tranche sur cette surface unie et produit des irisations très jolies.

L'un des opérateurs avec de grandes précautions et une sage lenteur installe un pick-up analogue à certains modèles que nous avons vus dans le commerce, mais sa suspension est plus soignée. Un contrepoids doit servir à l'alléger. On entend un bruit de cliquet prolongé et le plateau de la machine se met à tourner. La reproduction commence.

C'est fort et comme qualité c'est très bon, tout au moins pour une oreille comme la nôtre.

Nous ne voyons pas le haut-parleur, mais en jouant à la girafe nous arrivons à apercevoir l'amplificateur, celui qui doit servir à l'enregistrement et qui semble servir pour la reproduction. Plus tard nous vous le décrirons en détail.

Pour l'instant nous dirons seulement que l'appareil se présente sous la forme d'un panneau amplificateur analogue à ceux que vous avez pu voir dans certaines brochures traitant des amplificateurs sur lignes téléphoniques. La présentation de l'appareil nous fait croire qu'il est de provenance anglo-saxonne.

Les appareils de mesure et les lampes sont à coup sûr de cette origine...

Pendant cet examen inquisiteur, la reproduction est terminée, l'opérateur fait remarquer qu'à certain passage les violons sont trop puissants, que la flûte est assez mal placée. Nous devons réécouter les passages incriminés et nous regagnons nos places. Les violons et la flûte sont écartés de près d'un mètre de leur

position initiale, puis, après quelques instants d'attente, la même manœuvre d'allumage, de sonneries recommence, le chef d'orchestre s'anime ; l'enregistrement est repris, sérieusement cette fois.

A la fin on n'écoute pas, car il paraît qu'une cire écoutée est impropre à faire un bon disque. Les opérateurs ont surveillé au casque le courant amplifié, ils se sont assurés de la bonne exécution et qu'aucun bruit parasite n'est venu troubler leur écoute.

Une nouvelle cire vierge est placée sur la machine avec beaucoup de soins et le même morceau est recommencé. L'usine et le service artistique choisiront la meilleure épreuve et, en cas d'accident à la première cire, la deuxième servira de secours.

Vous comprenez maintenant que cela ne va pas vite de cette façon : il a fallu près d'une heure pour enregistrer une face de disque dont la reproduction durera trois minutes ! C'est là la différence essentielle qui existe entre le travail de la salle d'enregistrement et celui des studios de T. S. F. Dans le premier cas il est possible d'essayer, de corriger dans la salle le placement des artistes, de recommencer pour rechercher le mieux ; c'est d'ailleurs cela qui constitue la moitié de la science de l'enregistreur.

Dans le second cas, au studio de T. S. F., les artistes sont placés au préalable par expérience et les fautes d'exécution sont obligatoirement transmises si elles se produisent. Il n'est possible que de régler l'intensité générale de l'ensemble d'après les indicateurs de distorsion au détriment parfois, hélas ! des nuances.

Le disque moderne s'applique lui à conserver le naturel. Pour l'enregistrement d'une chansonnette en vogue, nous voyons le chanteur (une vedette) assez loin du microphone, accompagné d'un bon orchestre comme au music-hall. Il y a loin de ce qu'aurait été un enregistrement semblable au temps des pavillons et des diaphragmes d'enregistrement mécanique... Ils ont fait du bon travail en leur temps eu égard aux connaissances acoustiques de l'époque. Paix à leurs cendres ! Laissons pour aujourd'hui ces questions de côté et, sans nous étendre sur les trois morceaux qui suivirent, nous dirons seulement que nous avons assisté dans la dernière heure de la séance à l'enregistrement d'une « chanteuse réaliste »... C'est beaucoup plus compliqué que pour une voix d'homme.

Cette dame ayant tout d'abord fait quelque peu de répétition, les opérateurs arrivèrent et avec beaucoup de gestes à l'appui expliquèrent à la patiente qu'il n'était pas besoin de crier très fort pour avoir un bon disque et que le microphone se contenterait volontiers d'un peu moins d'éclats de voix. Il fut convenu que l'artiste devrait surveiller ses « forte » et qu'elle s'éloignerait légèrement à ces moments.

Nous pensons tout de suite à ce que devait représenter de difficultés l'enregistrement d'une grande chanteuse d'Opéra qui possède une autre ampleur de voix !...

Il fallut deux essais avec écoute pour réaliser le placement et la mise au point convenables.

La séance s'acheva un peu tardivement, d'autant plus qu'un ingénieur vint faire entendre aux artistes les disques échantillons des séances précédentes.

Nous partîmes alors, remerciant notre ami de nous avoir introduit et de nous permettre ainsi de vous faire ce reportage.

Comme vous le voyez maintenant, chers lecteurs, la salle d'enregistrement n'est qu'un grand studio de T. S. F. On y travaille avec un peu plus de soin, car le temps y est moins compté et les ressources financières sont plus vastes ; et si l'émission ne laisse pas de traces, le disque, lui, est mieux soumis à la critique. Il est forcé par cela même d'être mieux surveillé.

Nous avons eu des disques enregistrés dans la cathédrale de Lyon, nous en aurons bientôt à Notre-Dame de Paris... A l'étranger, les grandes marques n'hésitent pas à louer les salles de spectacle, les édifices religieux pour obtenir les grands ensembles que vous désirez trouver sur les disques.

L'évolution de la T. S. F. a permis à l'enregistrement électrique d'obtenir cela et de rénover une industrie déjà vieille pourtant. Ce lien justifie encore, s'il est besoin, l'ouverture de notre rubrique du phonographe. Vous la trouverez encore plus justifiée dans notre prochain numéro : après avoir vu la salle d'enregistrement, nous vous décrirons les divers systèmes d'amplificateurs utilisés pour l'enregistrement, amplificateurs, disons-le tout de suite, en tout point semblables aux amplificateurs de modulation de nos postes d'émission.

L. DUMY,
Ingénieur,

L'ÉMISSION

L'Antenne "Zeppelin"

Par André PLANÈS-PY, f8EI

■ ■ ■ ■ ■

Nombreux sont les amateurs qui se lanceraient dans l'émission s'ils avaient des données suffisantes pour établir un émetteur fonctionnant dans de bonnes conditions.

« Radioélectricité et Q S T français », soucieux de faciliter aux émetteurs leurs essais, donnera, chaque mois, dans cette rubrique, les renseignements nécessaires à l'établissement et à l'utilisation rationnelle d'un ensemble émetteur de ses différents organes.

PARMI les types d'aériens accordés utilisés à l'émission par les amateurs, l'un des plus séduisants est sans aucun doute l'antenne Zeppelin ; d'un établissement relativement facile, cette dernière présente l'avantage de ne pas rayonner sur la longueur de la descente et de faciliter nettement les réglages de l'émetteur. Nombreux sont, du reste, les amateurs qui nous ont prié de traiter ce sujet au seul point de vue pratique depuis la diffusion de notre circuit "H. 29" par *L'Antenne* et nombreuses sont les références que nous avons reçues sur ce montage simple qui, travaillant sur cet aérien, se révèle d'une simplicité telle qu'il a acquis à l'émission de nombreux amateurs "BCL".

Nous renvoyons du reste les lecteurs qui désireraient de plus amples renseignements théoriques à l'article documenté de notre collègue Cremaillh (Q. S. T. Français, juillet-août 1927).

L'antenne Zeppelin comprend deux parties distinctes : l'aérien constitué par un conducteur monofilaire horizontal ou légèrement relevé du côté opposé aux descentes ou "feeders" et une "ligne d'alimentation" bifilaire dénommée "feeders" ayant pour objet de transmettre l'énergie du circuit oscillant de l'émetteur à l'antenne elle-même. Cette ligne d'alimentation bifilaire qui doit avoir des caractéristiques déterminées suivant la λ que l'on se propose d'utiliser, la longueur de l'antenne et la distance séparant celle-ci de l'émetteur ne doit pas rayonner : l'ébranlement de l'éther sera uniquement produit par l'aérien qui,

dégagé, pourra assurer cette fonction avec le meilleur rendement possible.

Les conditions d'établissement d'une antenne Zeppelin peuvent être résumées de la façon suivante :

1° La longueur de l'antenne sera égale à la moitié de la λ que l'on se

propose d'utiliser habituellement, soit

$$\text{Longueur antenne} = \frac{\lambda}{2}$$

2° La longueur de chacun des feeders sera égale au quart de cette λ ou à un nombre quelconque impair de quart de λ , soit :

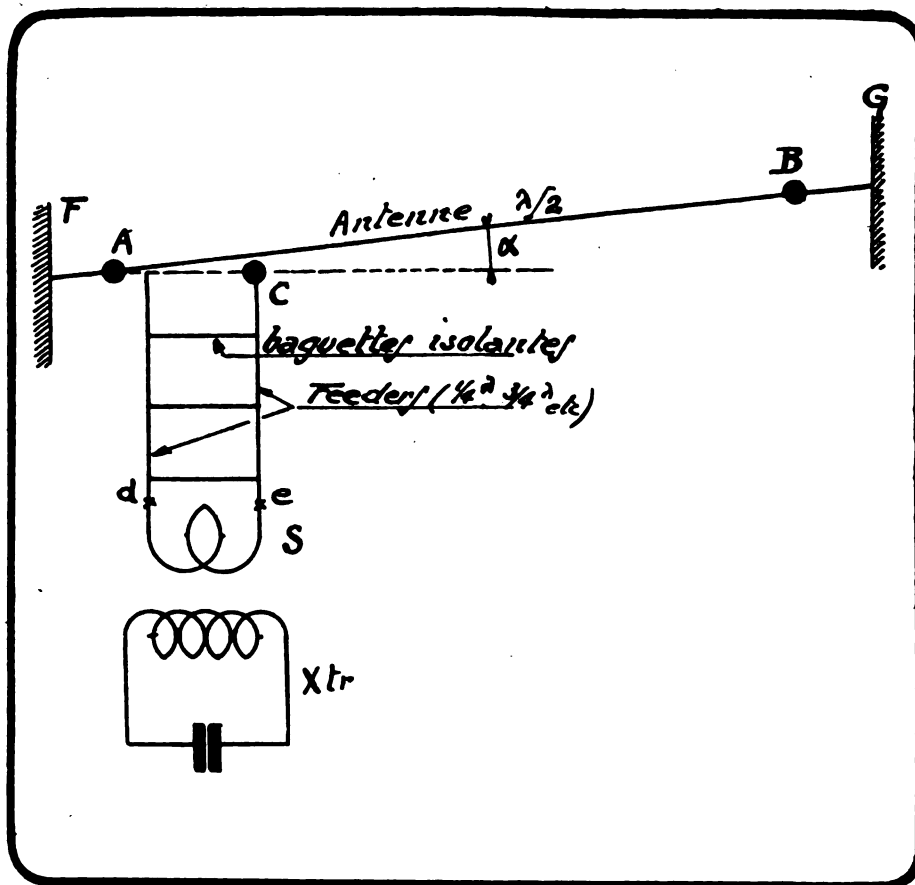


Fig. 1

Longueur feeders = $\frac{1}{4}\lambda, \frac{3}{4}\lambda$, etc.

Une antenne Zeppelin pour une fondamentale de 40 mètres, par exemple, aura donc 20 mètres de long et devra être alimentée par deux feeders de 10 ou de 30 mètres.

ANTENNE (fig. 1)

Le fil conducteur A B constituant l'antenne sera un fil de cuivre d'assez gros diamètre, bien tendu entre deux points fixes F et G et de longueur égale à $1/2\lambda$, déterminée par deux excellents isolateurs en Pyrex d'émission A et B. Le Pyrex est à préférer nettement à toute autre matière en raison de ses qualités mécaniques, physiques et isolantes : il ne retient pas les dépôts conducteurs qui se produisent fatalement à l'intérieur de toute agglomération (charbon, poussières minérales, etc.), est parfaitement nettoyé par la pluie et offre de plus une surface très développée aux fuites de haute fréquence. Pour un poste d'émission d'une puissance maxima de 100 watts, le modèle moyen sera suffisant. En raison du poids de cet isolant, il conviendrait d'augmenter le diamètre de l'antenne ainsi que sa tension si on choisissait le gros modèle d'émission.

L'extrémité B de l'antenne, opposée aux feeders, sera de préférence légèrement relevée (angle α très petit) et dirigée vers le point, région ou pays avec lequel on désire le plus fréquemment correspondre. L'antenne Zeppelin jouit en effet d'une propriété directive assez nette, mais qui ne peut être vraiment gênante pour le travail à grande distance (DX) (1).

L'antenne A B devra être aussi tendue que possible pour ne pas être déplacée de part et d'autre de sa position habituelle par vent violent, ce qui affecterait la stabilité des signaux.

(1) Notre antenne est dirigée NNE-SSO, il nous est assez difficile de "faire" les "W" et "NZ", par contre, la réception dans le Sud-Amérique est signalée souvent. Pour le travail courant, nos signaux sont reçus aussi bien dans les pays Scandinaves qu'au centre de l'Asie, en Afrique, aux Feroë et dans les Balkans... Notre collègue et ami F8AXQ ne parait pas se préoccuper de la direction de son aérien et est QSO avec toutes les parties du monde avec quelques watts. Il est bon toutefois de faire remarquer que F8AXQ est situé à plus de 1.500 mètres d'altitude....

Un certain effet directif plus ou moins prononcé peut être à notre avis modifié ou affirmé par la présence de conducteurs voisins (haubans, cheminées). Les résultats que nous donnons sont du reste uniquement basés sur l'expérience, donc sur quelques installations particulières.

FEEDERS

Les feeders Ad et Ce seront connectés, le premier (Ad) *électriquement* sur l'antenne elle-même immédiatement après l'isolateur A, le second (Ce) sur l'antenne aussi, mais par l'intermédiaire d'un troisième isolateur C identique aux deux premiers à une distance égale à l'écartement des deux feeders.

tre et plus faible pourra être la distance qui les séparera des masses environnantes (murs, façade, haubans, etc.) Si les feeders sont placés à 25 centimètres l'un de l'autre, il suffira de les maintenir à 80 ou 100 centimètres des murs pour abaisser les pertes de haute fréquence dans de grandes proportions.

Les deux feeders seront maintenus à l'écartement voulu par des tubes ou

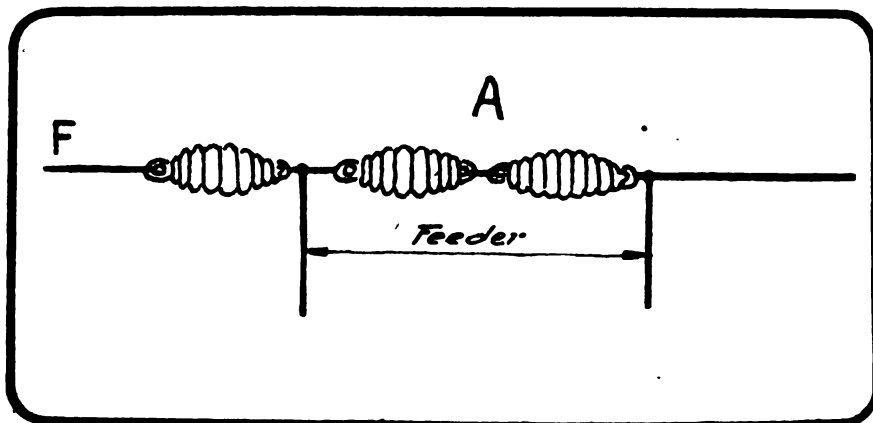


Fig. 2

En d'autres termes, le fil Ad sera soudé à l'antenne immédiatement après le second conducteur Ce *attaché* à l'antenne par l'intermédiaire d'un isolateur. Il va sans dire que toute autre disposition tendant au même but peut être adoptée, telle celle représentée figure 2 qui, de plus, assure une plus grande fixité à l'ensemble.

L'écartement des feeders devra être aussi constant que possible sur tout le parcours de ces derniers et compris entre 20 et 80 centimètres. On a toutefois intérêt à réduire cet écartement pour diminuer la prise offerte au vent et le rayonnement des feeders, car plus ceux-ci seront rapprochés l'un de l'autre

baguettes isolants suffisamment rigides et de plus légers. On peut utiliser l'ébonite mince (2), le tube de verre, des baguettes de bois divers, etc. Les Sud-Américains emploient souvent une variété d'osier (mimbre) plongé dans de la paraffine. On obtiendra d'excellentes baguettes isolantes en laissant quelques minutes dans de la paraffine fondue à 80 ou 100 degrés des roseaux bien secs fendus en quatre. La figure 3 donne une méthode rapide qui, de plus, a le mérite de la simplicité.

(2) Cette dernière a le défaut de se tordre sous l'influence de la chaleur et de se recouvrir rapidement de dépôts conducteurs. On ne saurait la conseiller.

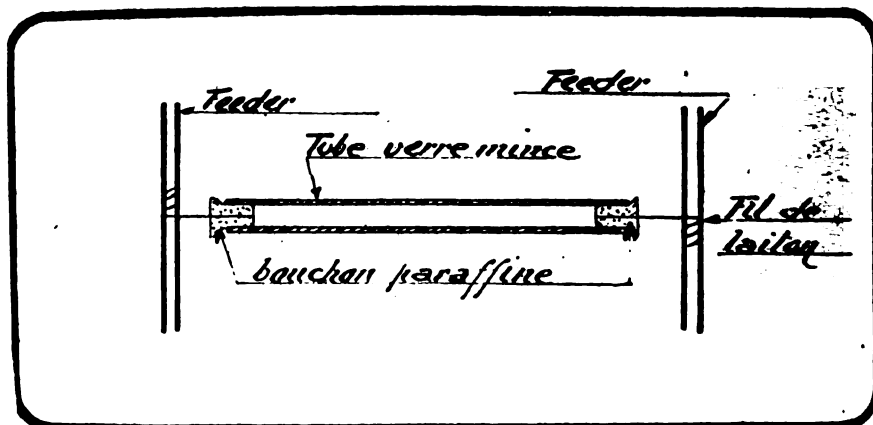


Fig. 3

Ces baguettes isolantes devront être aussi légères que possible pour que l'ensemble ne soit pas surchargé et suffisamment rigides pour assurer le parallélisme des fils : on peut en prévoir une par 100 ou 150 centimètres.

Il va sans dire que, devant réunir l'émetteur à l'antenne, ces feeders devront traverser une paroi de l'habi-

Une antenne Zeppelin travaille correctement aussi sur harmonique, c'est ainsi qu'un ensemble : antenne : 40 mètres, feeders : 20 mètres (λ propre : 80 mètres) peut être utilisé sur 40 mètres avec un rendement presque aussi bon. Un amateur voulant indifféremment transmettre sur les bandes 80 et 40 mètres aura intérêt à prévoir

Xtr se trouve être en série dans la ligne des feeders; il est évident qu'elle interviendra alors malgré son nombre de spires réduit, sur la λ propre de l'aérien. En fait, il importe d'en tenir compte dans une certaine mesure : ainsi dans l'exemple pris au début (antenne : 20 mètres, feeders : 10 mètres), la λ propre sera non de 40 mètres, mais en réalité de 42 à 43 mètres et variera suivant l'importance de cette self d'antenne. Du reste, avec une bonne Zeppelin prévue pour l'onde à utiliser, on a intérêt à coupler très faiblement l'émetteur Xtr avec l'aérien au moyen d'une self de 1 à 2 spires, couplée lâchement avec le circuit oscillant du Xtr. (Pour un Hartley "H. 29", par exemple, il suffit d'une spire de 5 centimètres de diamètre placée à 5 ou 10 centimètres de la self G-P du Xtr, en bout de celle-ci et du côté plaque.) Un couplage lâche n'a pas une grande influence sur le courant antenne (si les deux circuits antenne et Xtr sont bien accordés) et sur la force de réception chez le correspondant, mais la syntonie et la stabilité sont nettement accrues.

RÉGLAGE DU Xtr SUR UNE ZEPPELIN

Comment régler son émetteur sur un aérien du type Zeppelin ? De la façon très simple que nous exposons ci-dessous :

L'aérien étant établi pour une λ propre de X mètres, nous aurons un maximum au thermique lorsque le Xtr, couplé à cet aérien, sera réglé sur sur cette même λ de X mètres. Après avoir couplé faiblement l'émetteur à l'aérien de la façon indiquée plus haut, on fera varier la λ du circuit oscillant du Xtr par le condensateur d'accord (cas du Hartley-"H. 29", Mesny, Reversed, etc.) ou par les deux condensateurs d'accord grille et plaque (Split

Fig. 4

tation : cette traversée s'effectuera si possible dans des tubes de quartz isolés eux aussi de la masse avoisinante (fig. 4), et le plus près possible de la self d'antenne S. De plus, on veillera à ce que, sur tout leur parcours, les feeders ne fassent pas de coudes trop brusques (à angle droit, par exemple). Les feeders, comme l'antenne, seront aussi bien tendus pour donner à l'onde émise une stabilité aussi satisfaisante que possible. S'ils sont placés à une grande distance de toute masse avoisinante, il n'y a pas grand inconvénient à ce qu'ils soient balancés par le vent si tout l'ensemble (feeders et isolateurs maintenant leur écartement) est déplacé en même temps, mais il serait mauvais qu'entre deux isolateurs, par exemple, les deux conducteurs puissent s'éloigner ou se rapprocher en vibrant.

sa Zeppelin pour une λ propre d'environ 80 mètres.

Si on se rapporte à la figure 1 on voit que la self d'antenne S couplée avec celle du circuit oscillant de l'émetteur

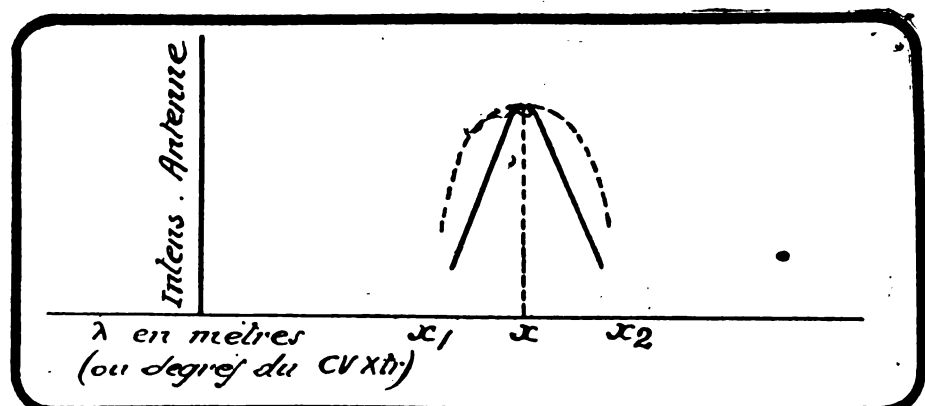


Fig. 5

Coil, TPTG) jusqu'à constater une brusque montée du thermique et un maximum dans celui-ci (s'assurer par l'ondemètre qu'on se trouve bien sur la λ propre de l'aérien et non sur un harmonique). On pourra alors améliorer le réglage par modification du couplage des circuits grille et plaque, chauffage du filament, polarisation de la grille, couplage Xtr-aérien, etc.

On pourra sans craintes découpler les circuits Xtr et S de façon à ce que l'intensité antenne ne soit plus que la moitié environ de ce qu'elle était pour un couplage serré. La syntonie sera accrue dans de grandes proportions.

En opérant ainsi, nous avons réglé l'émetteur sur la λ propre de l'aérien. Si, une fois le maximum au thermique constaté, nous essayons de modifier la λ émise en tournant d'un côté ou d'autre le CV (ou les CV) de l'émetteur, nous constatons que l'intensité antenne baisse très rapidement. La courbe pourrait être représentée de façon barbare par le trait plein de la figure 5. Mais nous pouvons accorder l'aérien par interposition dans chaque feeder, d'une petite self ou d'un petit condensateur, de façon à rendre plus "élas-

tique", de part et d'autre du point de réglage optimum, l'accord sur une λ un peu différente. Les réglages deviendront alors possibles suivant le trait pointillé de la figure 5.

(Ces courbes n'ont rien de commun avec des courbes de résonance, elles peuvent être considérées comme représentant par exemple l'intensité antenne obtenue en faisant varier le réglage du Xtr d'une λx_1 à une autre λx_2 , de part et d'autre de X qui représente la λ propre de l'aérien.)

La λ propre d'une Zeppelin pourra donc être modifiée, mais elle ne le sera que dans de faibles proportions ; par exemple, pour pouvoir transmettre sur une λ plus longue ou plus courte de 3 à 4 mètres de part et d'autre de celle normale.

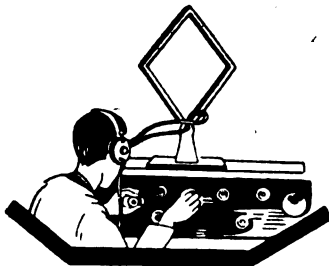
Pour pouvoir transmettre sur une λ plus courte, on se réglera sur la λ propre de l'aérien (maximum au thermique), puis on intercalera un condensateur variable (0,25, par ex.) en série dans la descente (ou mieux on placera un condensateur variable en série dans chaque feeder) et on cherchera son réglage au fur et à me-

sure que la capacité du condensateur d'accord du Xtr sera diminuée. On constatera alors pour chaque position du condensateur Xtr, un maximum dans l'antenne par le jeu du ou des condensateurs en série dans les feeders, maximum qui ira en diminuant au fur et à mesure qu'on s'éloignera de la fondamentale.

On opérera de la même façon pour transmettre sur une λ plus grande que la fondamentale en remplaçant les condensateurs en série dans les feeders par des selfs de 5 à 6 spires en 4 ou 6 millimètres montées sur deux bornes placées sur une plaquette d'ébonite, avec prises par pinces.

Il est évident qu'on aura plutôt intérêt, dans ces cas, à modifier l'antenne et les feeders si le nouveau réglage doit rester permanent.

Les lecteurs qui désireraient des renseignements complémentaires sur les aériens accordés peuvent se reporter à la suite d'articles précédemment cités de M. Cremaillh et à une traduction "Propriétés directives des antennes à l'émission et à la réception" donnée dans les numéros 54 et 55 du *Q. S. T. Français*.



NO REALISATION

Le Supradyne Trois-Six

Par R. ALINDRET

■ ■ ■ ■ ■

Un bon changeur de fréquence peut, quoi qu'on en dise, permettre des auditions pures et exemptes de distorsion.

Il faut cependant qu'il soit bien conçu, bien exécuté et, surtout, qu'il soit établi avec de l'excellent matériel.

Le supradyne Trois-Six ainsi nommé parce qu'il comporte six lampes, dont trois amplificatrices en moyenne fréquence, est, s'il est bien construit, un des meilleurs récepteurs modernes.

LE Q. S. T. français a déjà publié un certain nombre de changeurs de fréquence et pourtant nous croyons indispensable de revenir une fois de plus sur ce montage qui actuellement est pour ainsi dire ce qui peut se faire de mieux en matière de récepteurs de T. S. F.

Le Supradyne dont nous allons décrire la réalisation est tout ce qu'il y a de classique et peut être réalisé facilement par tout amateur sachant se servir d'un tournevis et d'une paire de pinces.

Afin de le rendre plus maniable, nous avons délibérément supprimé tous les organes de réglage qui ne sont pas indispensables, et c'est ainsi que nous n'avons pas utilisé de rhéostats de chauffage pour la lampe détectrice et la lampe amplificatrice basse fréquence, ces lampes demandant en général à être chauffées à fond.

Par contre, nous avons prévu un rhéostat spécial à la lampe bigrille et un rhéostat commandant le chauffage des lampes amplificatrices en moyenne fréquence, la sélectivité de l'appareil augmentant considérablement avec la diminution du chauffage de ces lampes.

Les organes de réglage sont tous réunis sur le panneau d'ébonite constituant l'avant de l'appareil, ainsi que l'on peut le voir facilement sur la photographie représentant l'appareil vu de l'avant.

Sur cette photographie on distingue :

En bas et à gauche, les deux douilles de prise de cadre ;

A gauche, le rhéostat de chauffage de la lampe bigrille ;

Au milieu et en haut, le rhéostat de chauffage des lampes amplificatrices moyenne fréquence.

En dessous de ce rhéostat se trouve le bouton de commande permettant de placer l'oscillatrice soit sur petites, soit sur grandes ondes.

En bas et à droite de la photo, on distingue le bouton de l'interrupteur général et l'entrée du jack permettant de brancher soit le casque, soit le haut-parleur. Des deux condensateurs variables, celui de gauche correspond à l'accord du cadre, celui de droite étant le condensateur d'hétérodyne.

A droite du condensateur d'hétérodyne, se trouve le potentiomètre permettant d'amener l'amplification moyenne fréquence à la limite d'accrochage et par suite au maximum de sensibilité.

Nous ne saurions trop insister sur le fait que tous ces organes fixés sur le panneau avant sont destinés à effectuer le réglage de l'appareil et, par suite, sont manœuvrés continuellement.

Il faut donc qu'ils soient parfaits au point de vue mécanique et ne soient pas au bout de peu de temps la source de crachements ou de difficultés lors du réglage.

En particulier, les rhéostats et le potentiomètre doivent avoir un contact bien assuré entre le fil résistant et le

curseur, un mauvais contact se traduisant par de la friture lorsque l'on manœuvre ces appareils.

Les condensateurs variables doivent non seulement avoir un bon isolement en haute fréquence, mais, de plus, il est indispensable que le contact soit parfait entre les lames mobiles et la borne qui leur correspond et que le démultiplicateur soit absolument sans jeu.

Ceci dit, nous allons commencer le montage de l'appareil et, pour cela, nous nous procurerons une plaque d'ébonite de 6 mm d'épaisseur ayant une longueur de 600 mm et une largeur de 200 mm.

Sur cette plaque, nous fixerons les organes dont nous avons parlé plus haut et dont les valeurs sont les suivantes :

R₁ Rhéostat bigrille = 30 ohms.

R₂ Rhéostat M. F. = 15 ohms.

R₃ Potentiomètre = 400 ou 600 ohms.

C₁, C₂ Condensateurs variables = 0,0005 microfarad.

J Jack à 2 lames.

I Interrupteur unipolaire.

O Oscillatrice toutes ondes.

L'arrivée du cadre peut être constituée soit par des bornes de 4 mm, soit par des fiches bananes.

Une fois les pièces fixées, on effectue les connexions reliant ces pièces entre elles, sans s'occuper de celles les reliant aux pièces de l'autre panneau.

Ces connexions seront faites avec du fil assez rigide nu ou argenté mais surtout pas étamé. Du fil rond de 16/10 en bronze siliceux fera très bien l'affaire,

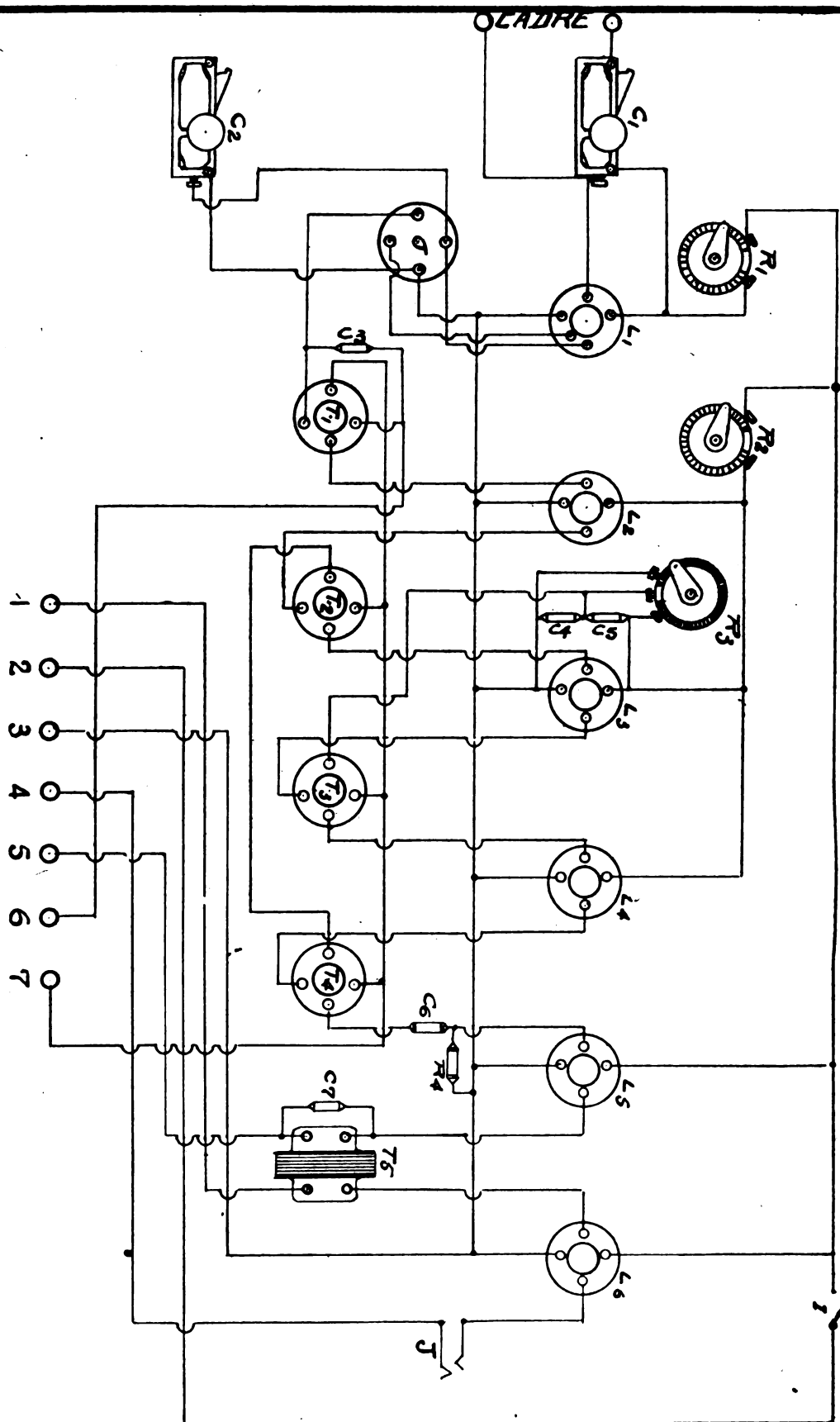
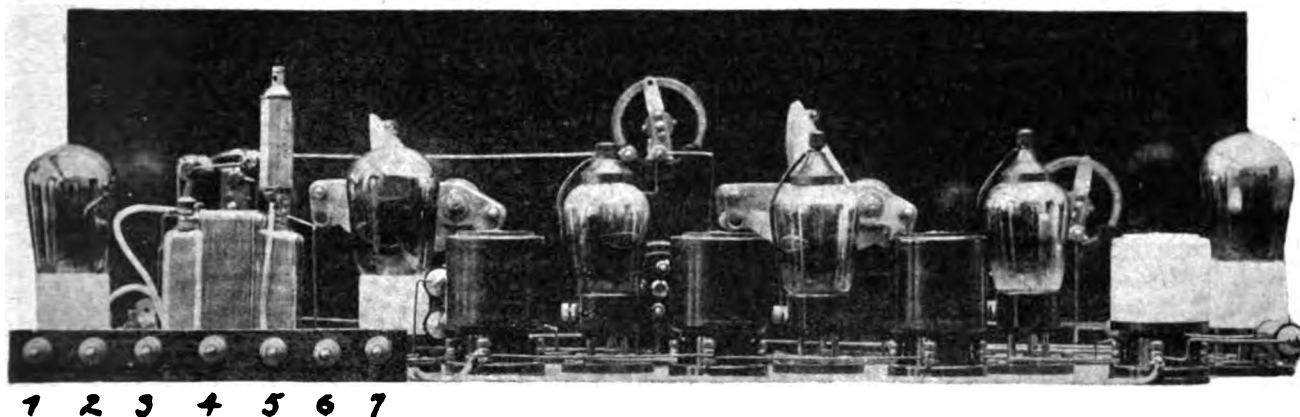


Fig. 1



car il est très conducteur. Etant très rigide il permet d'obtenir des connexions propres et nettes.

Pour monter le panneau de fond, on se procure une planche en bois très sec ayant une longueur de 600 %, une largeur de 230 % et une épaisseur de 20 %.

Sur cette planche rabotée, on passe, si on le veut, une couche de vernis à la gomme laque que l'on étend à l'aide d'un pinceau et qui a pour effet d'imperméabiliser superficiellement le panneau.

Ce fond est destiné à supporter les lampes, les Tesla et les transformateurs moyenne fréquence ainsi que le transformateur basse fréquence et la planchette à sept bornes sur laquelle arrivent les fils venant des sources d'alimentation.

On fixe donc sur ce panneau de fond les supports de lampes sur lesquels viendront se poser les lampes et les transfos M.F., le transformateur B.F. et la planchette à bornes.

Toutes ces pièces sont disposées comme il est indiqué par la photographie qui représente l'appareil vu du dessus sans les lampes et sans les transformateurs M.F.

Les supports de lampes utilisés pour le montage doivent assurer un contact parfait avec les broches des lampes et des transformateurs.

Pour ce qui est de l'amplification basse fréquence, on remarquera que nous n'utilisons qu'un seul étage. Nous estimons en effet qu'il est inutile de faire hurler le haut-parleur par suite d'une amplification exagérée et qu'il est bien préférable de sacrifier un peu de puissance de façon à obtenir des auditions exemptes de déformations.

N'utilisant qu'un seul transformateur basse fréquence, celui-ci doit être excellent et il ne faut pas hésiter à mettre le prix nécessaire pour son achat, même si ce prix paraît élevé à première vue. On utilisera avec avantage un transformateur à rapport variable, ce

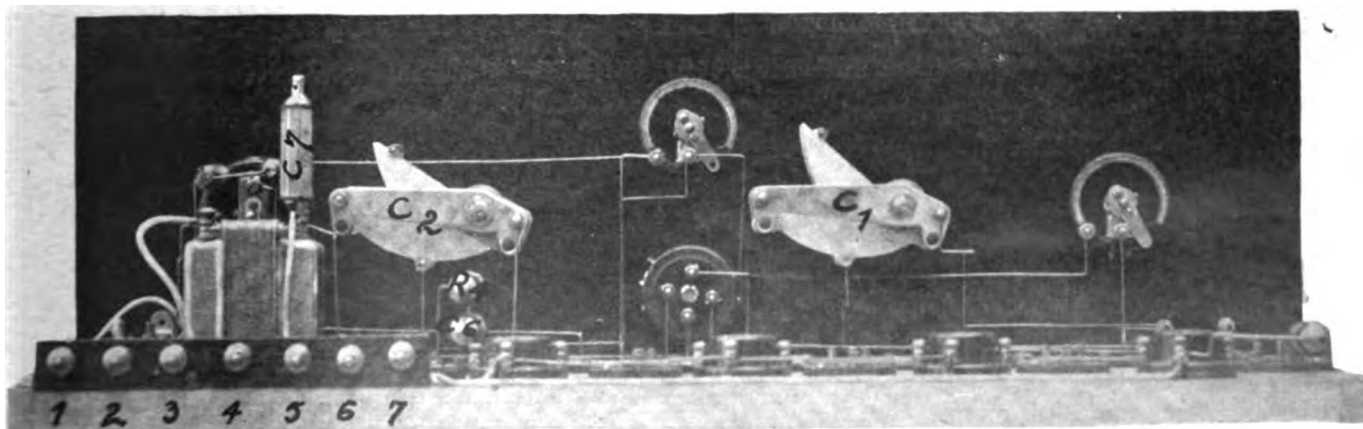
qui permettra de l'adapter au mieux avec la lampe détectrice et la lampe basse fréquence que l'on se propose d'utiliser. Des rapports de 2-3 et 4 donneront d'excellents résultats dans tous les cas.

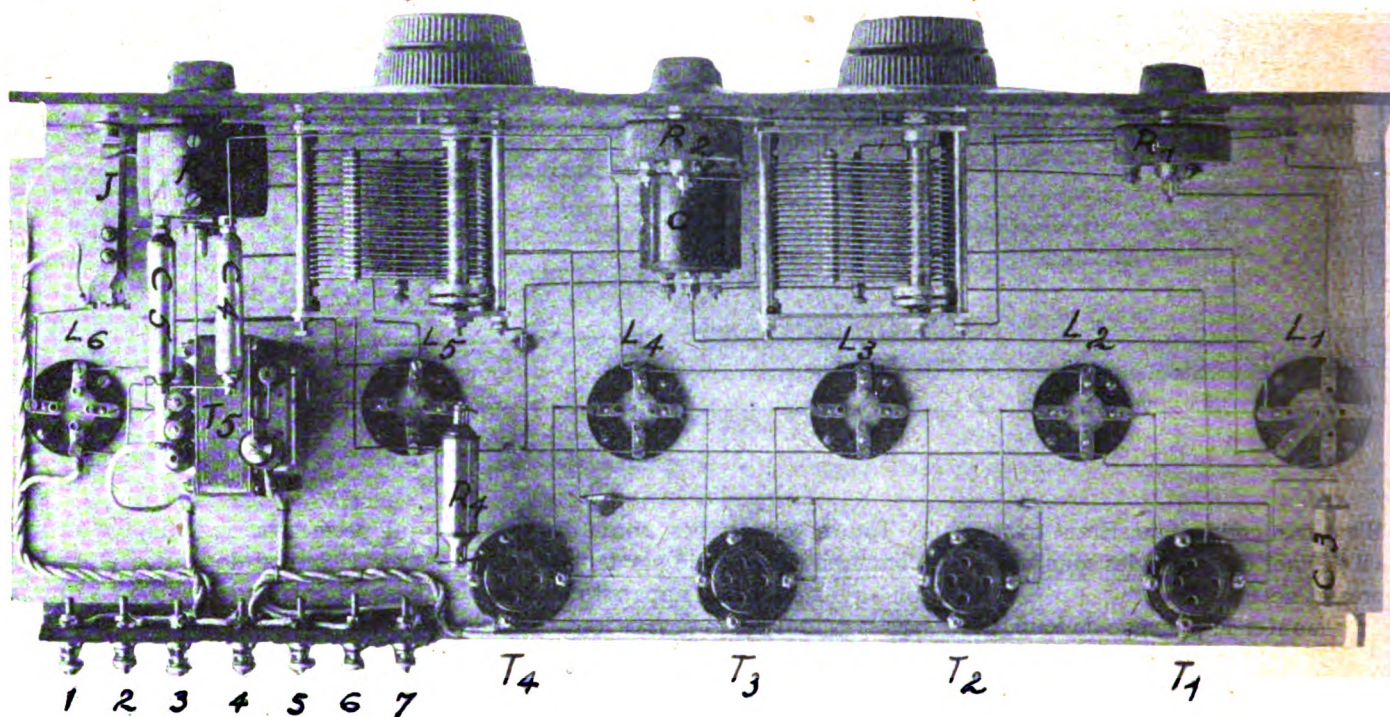
Après avoir mis en place le transformateur basse fréquence, les supports de lampes et la planchette à bornes, on effectue toutes les connexions reliant entre elles les pièces du panneau de fond à l'exception de celles reliant ces pièces à celles de l'autre panneau où à la planchette à bornes.

On fixe alors l'un avec l'autre les deux panneaux à l'aide de 4 vis à bois puis on fait les connexions reliant entre eux ces deux panneaux.

Toutes les connexions partant de la planchette à bornes seront effectuées en fils souples isolés que l'on câblera entre eux comme il est indiqué sur les photographies.

Cette façon de procéder offre l'avantage d'éliminer certains effets d'induc-





tion et, par suite, d'empêcher des accrochages intempestifs qui peuvent nuire à la pureté des auditions.

Les condensateurs fixes C_3 shuntant le primaire du Tesla et C_6 de détection ainsi que la résistance fixe de détection R_4 sont supportés par les fils de connexions.

Les condensateurs C_4 et C_5 sont fixés sur le potentiomètre, C_7 étant vissé sur le transformateur basse fréquence.

Les valeurs de ces condensateurs et de la résistance sont les suivantes :

$$C_3 = 1/1000,$$

$$C_4 = C_5 = 4/1000,$$

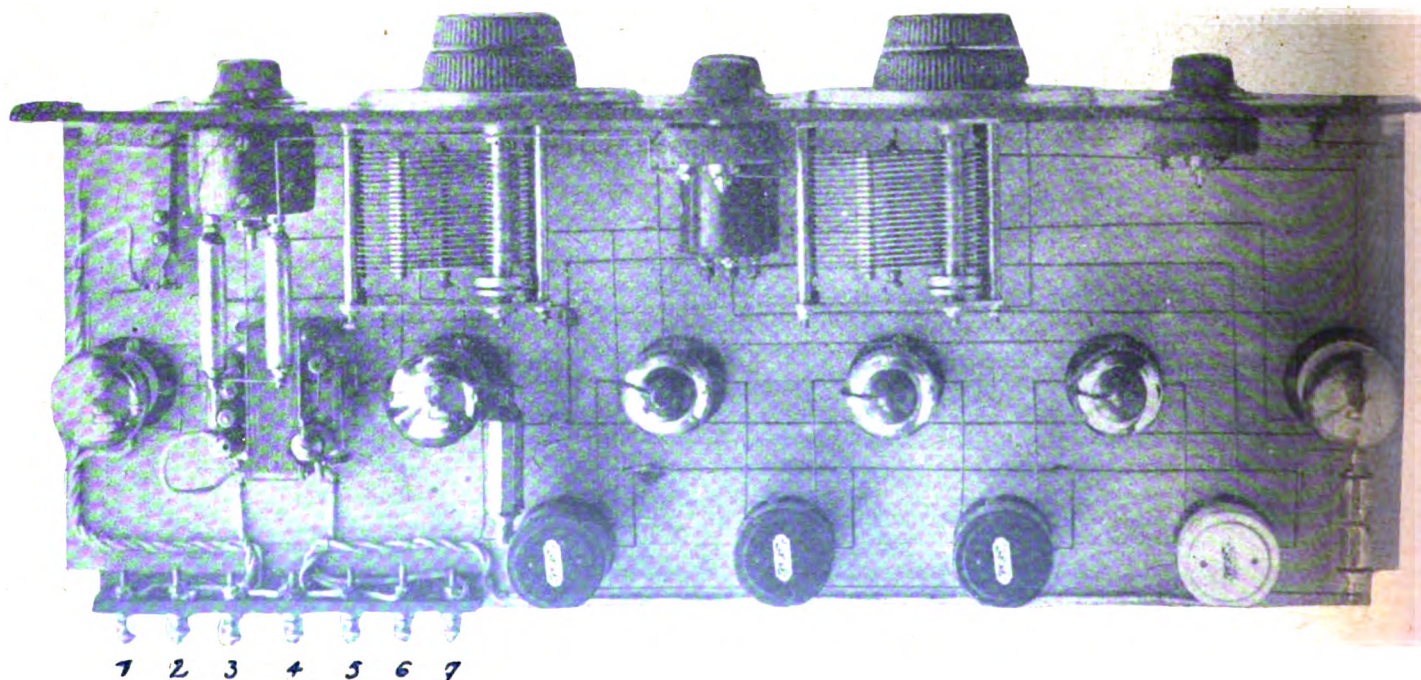
$$C_6 = 0,2/1000,$$

$$C_7 = 3/1000,$$

$$R_4 = 3 \text{ megohms.}$$

T_1 est le Tesla, T_2 , T_3 et T_4 , les transformateurs moyenne fréquence et T_5 le transformateur basse fréquence.

Au sujet du Tesla et des transforma-



teurs moyenne fréquence, on remarquera que le modèle que nous avons utilisé est livré tout accordé par le constructeur et comporte son condensateur d'accord à l'intérieur.

Si l'on voulait utiliser un modèle non accordé, il y aurait lieu, bien entendu, de prévoir un petit condensateur ajustable sur chacun des secondaires de ces transfos et du Tesla.

Notre câblage est donc terminé et il ne nous reste plus qu'à essayer notre appareil.

Pour cela, nous allons commencer par mettre en place la Tesla et les transformateurs moyenne fréquence, puis les lampes.

Celles que nous avons utilisées et qui sont représentées sur les photographies sont les suivantes. :

L_1 (bigrille) DZ1 Métal.

L_2, L_3, L_4 (moyenne fréquence) A435 Philips.

L_5 (déetectrice) DZ 1508 Métal.

L_6 (basse fréquence) DX 804 Métal.

On pourria, bien entendu, utiliser d'autres lampes mais pour les étages de moyenne fréquence, nous conseillons de s'en tenir à la A435 de Philips ou à la DZ 3529 de Métal, ces lampes étant spécialement étudiées pour cet usage.

Les lampes une fois en place, il nous faut maintenant brancher les sources d'alimentation.

Suivant que pour la tension plaque on dispose de 40-80-120 ou 160 volts, on reliera les bornes d'alimentation, comme il est indiqué par le tableau ci-dessous.

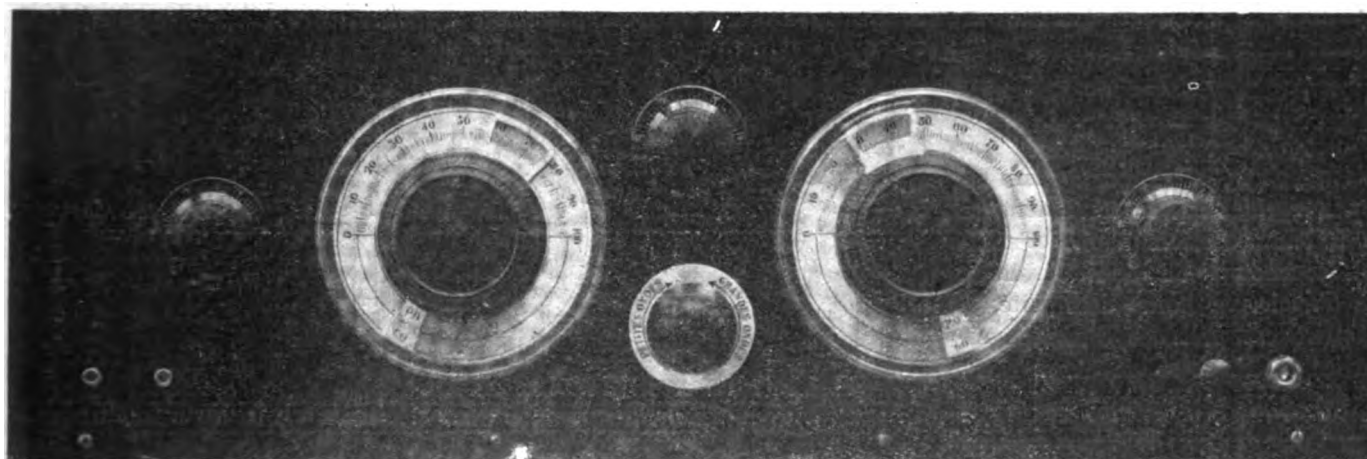
Bien entendu, le branchement des sources entre elles se fait comme habituellement, c'est-à-dire que le négatif de

la batterie de tension plaque est relié au positif de la batterie de 4 volts et que le négatif de cette dernière se relie au positif de la batterie de polarisation.

La tension de polarisation dépend évidemment de la tension plaque appliquée sur la lampe B.F. et du type de cette dernière. Elle devra être d'autant plus forte que la tension plaque est plus élevée.

Si la lampe basse fréquence est de forte puissance (R79 Radiotechnique ou B443 Philips, par exemple), il y aura intérêt à intercaler un transformateur ou un filtre de sortie entre le jack et le haut-parleur afin de protéger ce dernier contre les claquages possibles.

| Tension
plaque
totale | endroit des sources où il faut relier la borne n° | | | | | | |
|-----------------------------|---|-----|-----|-------|------|------|-----|
| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
| 40 | polar. | — 4 | + 4 | + 40 | + 40 | + 40 | 40 |
| 80 | id. | — 4 | + 4 | + 80 | + 80 | + 40 | 80 |
| 120 | id. | — 4 | + 4 | + 120 | + 80 | + 40 | 120 |
| 160 | id. | — 4 | + 4 | + 160 | + 80 | + 40 | 120 |



Le Bidyne-Valise

Par R. LEPESQUEUR

■ ■ ■ ■ ■

VOICI le beau temps qui revient et avec lui l'époque des vacances et des excursions. C'est le moment de construire un poste transportable qui sera le divertissant compagnon de nos promenades et nous permettra d'entendre quelques^o radio-concerts favoris en goûtant la fraîcheur d'un coin bien ombragé.

Le choix du montage à réaliser est assez difficile ; il faut, en effet, qu'il remplisse certaines conditions contradictoires.

Tout d'abord, l'encombrement doit être assez réduit, ainsi que le poids : mais ceci et cela sans nuire à la sensibilité que nous désirons suffisante pour permettre l'audition à 100 ou 200 kilomètres de la station que l'on veut écouter. Enfin l'alimentation sera aussi simple que possible.

Les solutions du problème ne manquent pas ; on en trouve une infinité, plus ou moins satisfaisantes. Pour aujourd'hui, nous nous occuperons d'un récepteur modeste fonctionnant avec une antenne de fortune et donnant ainsi du fort casque, quelquefois du bon petit haut-parleur, si l'on n'est pas trop éloigné de l'émetteur.

Notre choix s'est porté sur les lampes bigrilles qui se contentent de peu à l'alimentation plaque et donnent cependant de bons résultats. Afin d'avoir une bonne sensibilité, la détectrice est précédée d'une amplificatrice H. F. et suivie d'une B. F. qui donne une puissance suffisante. Nous avons ainsi le montage que les lecteurs de l'*Antenne* connaissent bien sous le nom de Bidyne.

Cependant, pour les nouveaux venus à la radio, nous en donnerons une description complète et détaillée.

Le schéma de principe est représenté par la figure 1 ; le circuit d'accord est constitué par la self L et le condensateur variable CV_1 ; la self est interchangeable pour permettre de recevoir les petites ou les grandes ondes :

dans le premier cas elle comporte 70 spires avec prise à la 20^e ; dans le deuxième : 200 spires avec prise à la 50^e. La façon la plus pratique de réaliser ces deux selfs est de se procurer deux carters en matière moulée comportant chacun trois broches et d'y introduire les bobines nécessaires, à savoir : P. O. une bobine de 20 spires et une de 50 ; G. O. : une bobine de 50 spires et une de 150. Une broche d'extrémité est reliée au début de l'enroulement de la plus petite bobine, la broche du milieu à la fin de cet enroulement et au début de celui de la plus grande bobine, enfin l'autre broche d'extrémité à la fin de ce deuxième enroulement. Il faut prendre garde autant que possible que les bobines soient montées dans les boîtiers de telle sorte que leurs enroulements se trou-

vent dans le même sens. Lorsque ces selfs sont placées sur le récepteur, l'antenne se trouve branchée au commencement de la petite bobine, et le condensateur variable en parallèle sur la grande. Afin de ne pas risquer de mettre une self à l'envers, ce qui aurait pour résultat de rendre le poste muet, il est bon de créer une dissymétrie entre les trois broches de chacune d'elles, ainsi qu'entre les douilles destinées à les recevoir.

Le condensateur CV_1 a une capacité de 0,5/1000 de $F\mu$ soit square-law, soit straight-line, suivant le goût de chacun, démultiplié autant que possible.

Le circuit d'accord attaque la grille principale de la lampe H. F. Cette lampe est montée avec un transformateur H. F. à secondaire accordé

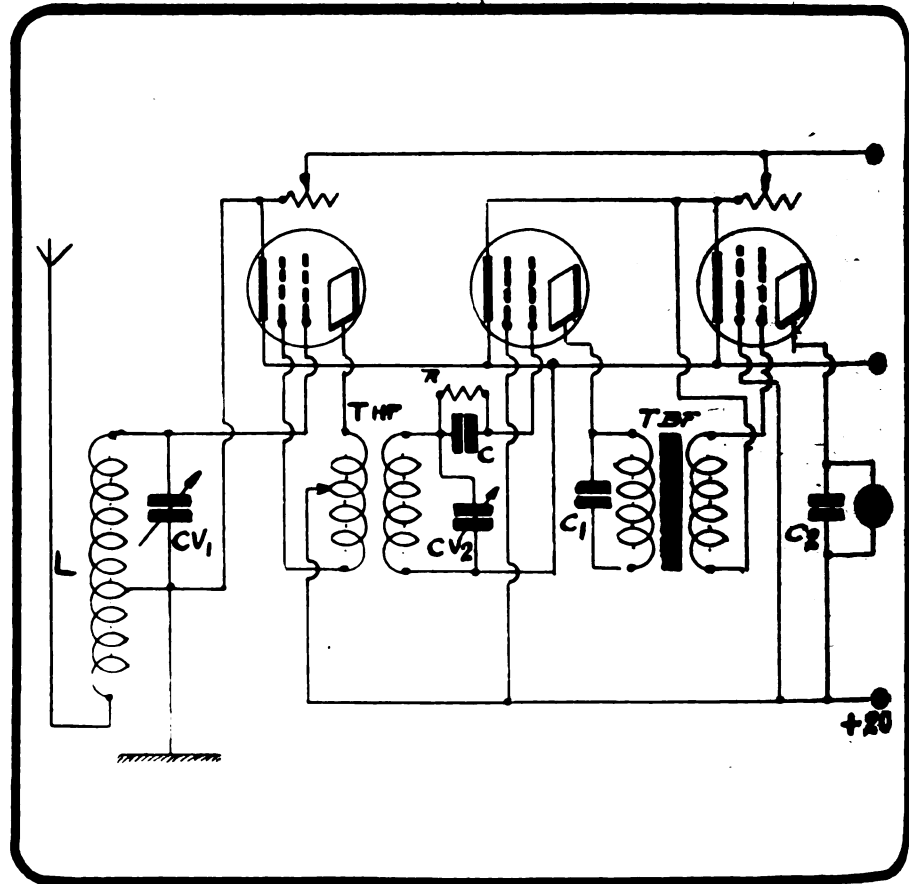


Fig. 1

suivant le schéma de l'isodyne dont nous avons parlé plusieurs fois.

De même que pour l'accord, il nous faut deux transformateurs pour couvrir la gamme des longueurs d'ondes de 200 à 2.000 mètres. Nous nous servirons de boîtiers également, mais comportant cinq broches suivant le croquis de la figure 2. Voici la constitution des enroulements :

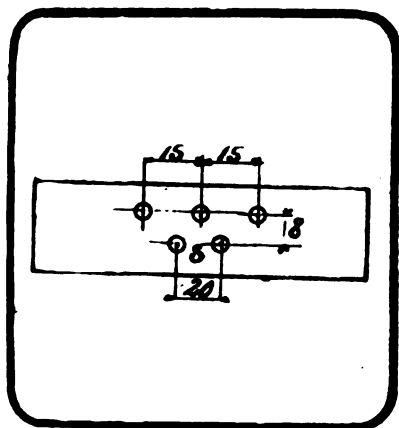


Fig. 2

P. O. primaire : un fond de panier de 50 spires avec prise à la 24^e :

Secondaire : un fond de panier de 50 spires sans prise.

G. O. primaire : deux fonds de panier décollés l'un à l'autre et bobinés dans le même sens, l'un de 55 spires et l'autre de 65, la prise se faisant sur le fil de liaison.

Secondaire : deux fonds de panier de 75 spires en série et dans le même sens.

Le couplage entre chaque enroulement est serré : pour P. O. employer du fil 4/10, deux couches soie, pour G. O. du 3/10, même guipage.

Les primaires sont reliés aux trois broches qui se trouvent dans le même alignement, les secondaires sur les deux autres broches.

La plaque de la lampe est branchée à la broche qui correspond à la plus grande portion du primaire, alors que la grille intérieure est reliée à la plus petite portion ; la prise est connectée à la plus haute tension.

Le secondaire est accordé par le condensateur variable CV, qui est en tout point identique au condensateur d'accord, mais pour lequel la démultiplication est d'une grande utilité.

L'entrée du secondaire est reliée à la grille principale de la lampe

déetectrice par l'intermédiaire du condensateur shunté ($C=0,15/1000$ et $R = 2$ à 4 megohms) ; la sortie va au plus quatre.

Dans le circuit plaque de la détectrice se trouve le primaire du transformateur basse fréquence shunté par un condensateur de 2/1000. Ce transformateur est de rapport 1/8 ou 1/10, et nécessairement de bonne qualité. Nous n'avons pas fait figurer de polarisation négative de grille. Il sera quelquefois bon d'en prévoir, une pile de 3 volts fera très bien l'affaire (pile pour lampe de poche petit modèle).

Enfin, dans le circuit plaque de la B. F., se trouvent les bornes de branchement des casques ou du haut-parleur. Entre la plaque de cette lampe et la plus haute tension est intercalé un autre condensateur de 2/1000, C₂.

Les bornes, au nombre de six, permettent de monter 3 casques en parallèle.

Le chauffage des lampes est réglé par deux rhéostats, un pour la H. F. ($Rh_1 = 30$ ohms) et un pour la détectrice et la B. F. ($Rh_2 = 20$ ohms).

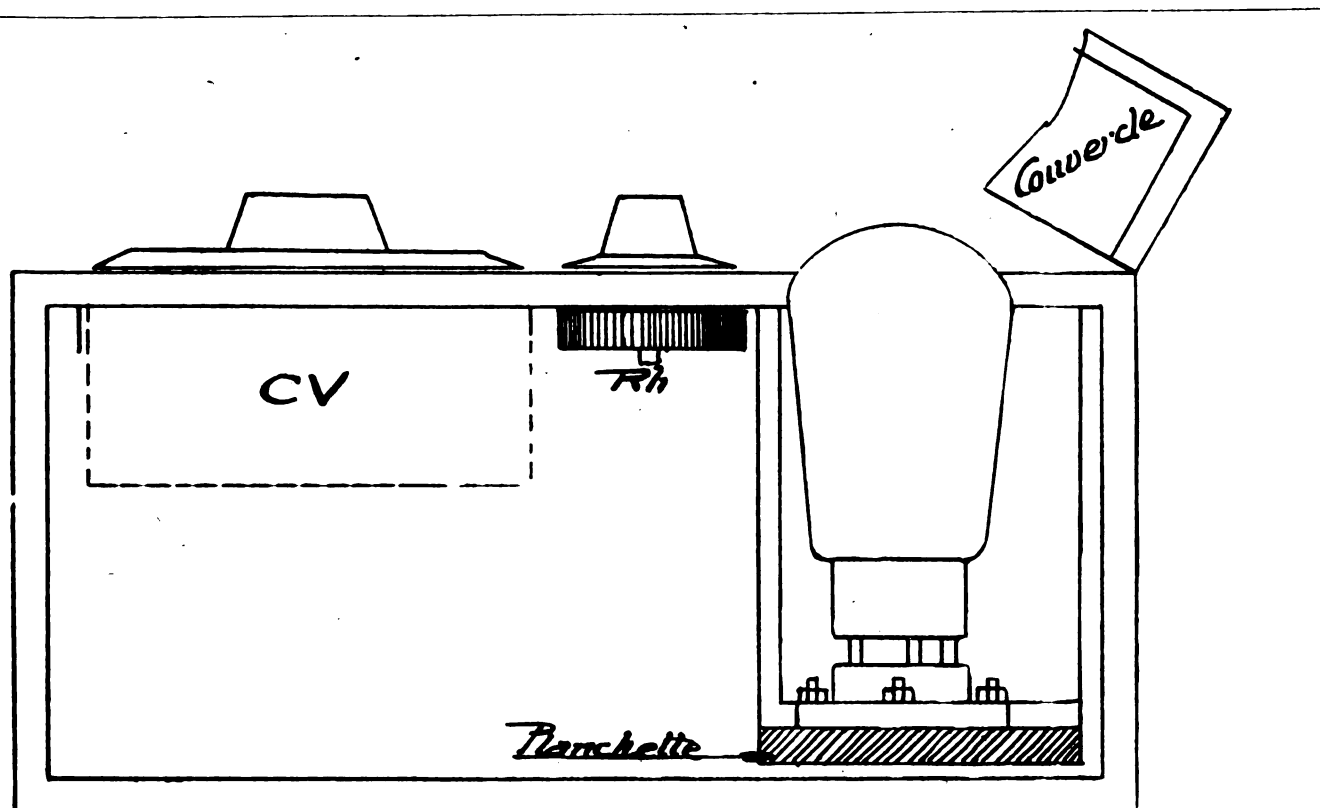


Fig. 3

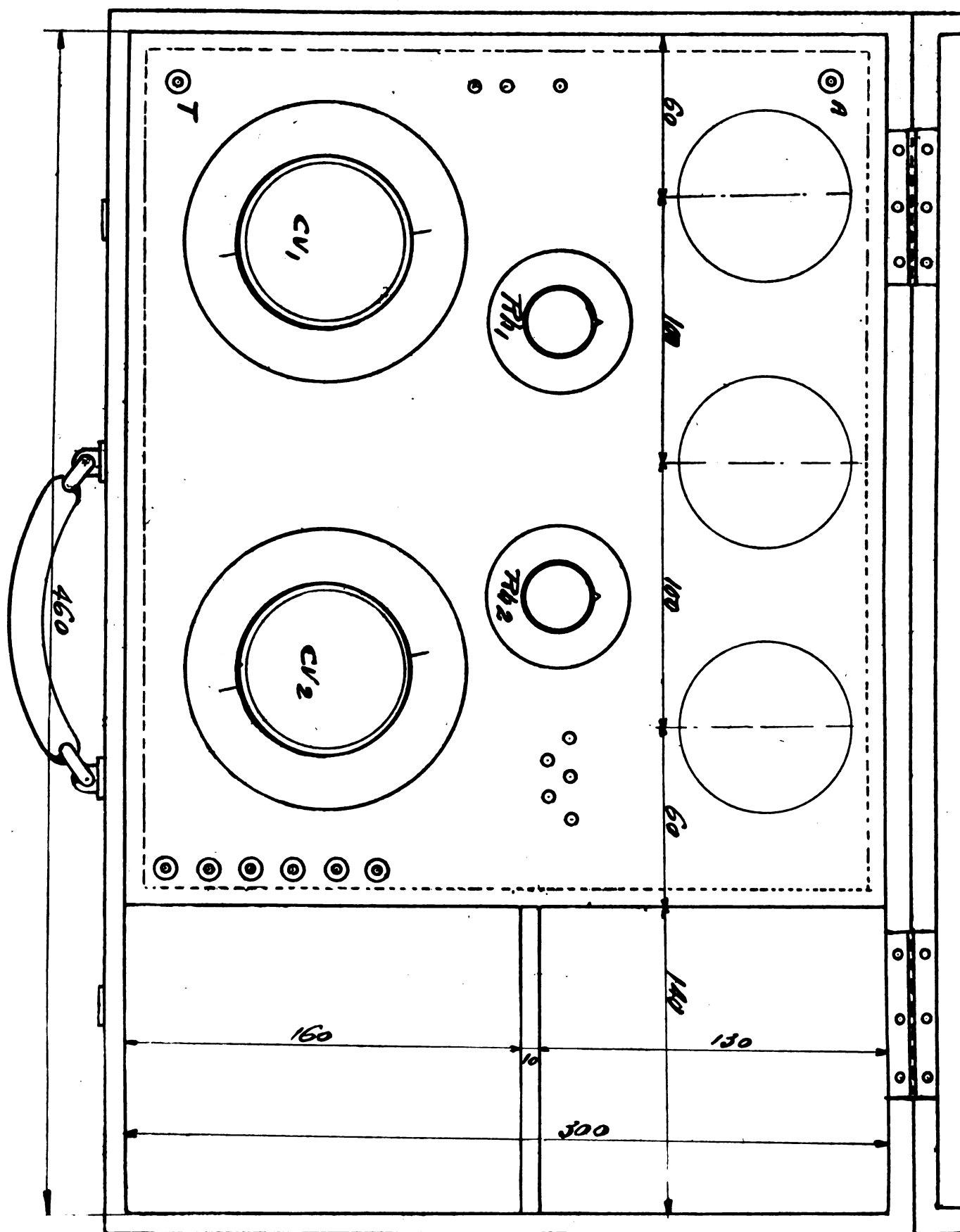


Fig. 4

MONTAGE

Toutes les pièces qui entrent dans la composition du poste sont montées sur une planche d'ébonite ayant 32 centimètres sur 30, à l'exception toutefois des supports de lampes qui se trouvent sur une planchette inférieure, elle-même fixée à la plaque d'ébonite à l'aide de supports qu'il est très facile de confectionner avec de la cornière de cuivre de 1 centimètre (voir figure 3).

En haut et à gauche de la plaque se trouve la borne antenne et en bas la borne terre. Les douilles servant de support à la self d'accord sont également de ce côté, environ au milieu. À la partie supérieure sont percés trois trous ronds de 50 millimètres de diamètre et dont les centres sont espacés de 100 millimètres. Ces trous ont pour but de permettre la mise en place des lampes.

Les rhéostats et condensateurs sont placés aussi symétriquement que possible au milieu du panneau, comme le montre la figure 4 ; enfin à droite sont fixées les bornes destinées à recevoir les fils des casques ou du haut-parleur, ainsi que les douilles supportant le transfo H. F. La disposition de ces douilles est telle que lorsque le transformateur est en place il fasse un angle de 90° avec la self d'accord. Le transformateur B. F. a sa place sous la plaque d'ébonite à côté de Rh.

Le câblage est fait, comme nous le conseillons toujours, d'une façon aussi aérée que possible et en fil de cuivre de 15/10 demi-recuit. Un coup d'œil sur le plan de réalisation grandeur naturelle, encarté dans le présent numéro, permettra à nos lecteurs de se rendre compte de la disposition générale.

Les fils d'alimentation sont directement soudés sur les connexions intéressées, du fil souple lumière dédoublé convient très bien à cet effet.

Pour le montage en valise deux solutions se présentent : acheter une valise toute faite de dimensions convenables, ou faire faire une ébénisterie en bois que l'on recouvrira par la suite d'étoffe ou de peau. Pour notre part, nous préférons ce dernier procédé car l'on a ainsi une bonne solidité de l'ensemble. (Pour les dimensions voir les figures 3 et 4.)

À droite du récepteur proprement dit, se trouvent deux casiers destinés à recevoir l'un les piles, l'autre les accessoires.

Les fils d'alimentation passent à travers un trou percé dans la cloison qui sépare le poste des casiers. La haute tension est fournie par deux piles du type « polarisation », de 9 volts chacune, montées en série. Il sera quelquefois bon de faire les retours des grilles intérieures des lampes détectrices et basse fréquence à la moitié de la tension totale.

Le chauffage des filaments est assuré par une autre pile de 4,5 volts ou un petit accu de 8 à 10 AH., dans ce cas il faut naturellement une batterie inversable ; nos lecteurs trouveront d'autre part, dans les « tuyaux », le moyen d'immobiliser l'électrolyte des accumulateurs.

Le casier destiné à recevoir les accessoires contient facilement trois casques du type « léger », la tressantenne (15 mètres) et une dizaine de mètres de fil pour la prise de terre. Celle-ci peut être constituée par un ou deux piquets spéciaux pour cet usage que l'on maintiendra dans le couvercle à l'aide de deux bandes de cuir et de « boutons pression ». Un autre moyen très simple de faire la prise de terre consiste à visser au pied d'un arbre un piton assez fort sur lequel est fixé le fil de terre.

Enfin, pour ceux qui désirent absolument faire du haut-parleur, il est possible d'en agencer un dans le couvercle, mais l'audition ne sera jamais très puissante, surtout si l'on se trouve assez éloigné de l'émetteur.

MISE AU POINT. RÉGLAGE

Si le montage a été effectué avec soin et sans erreur, le récepteur doit fonctionner du premier coup.

Brancher l'antenne, la terre, un casque, mettre en place un jeu de selfs (accord et transfo H. F.) ainsi que les lampes.

Ces lampes seront choisies parmi les types suivants :

Radiotechnique : H. F. : R-43-O, Dét. et B.F. : R-43-P.

Métal : DZ-1 pour les trois étages.

Philips : A-441 pour tous les étages.

Fotos : H. F. et Dét. : Fotos ampli, B. F. M-40 ou Fotos B. F.

Allumer les lampes à l'aide des rhéostats, en plaçant ceux-ci aux trois quarts de leur course. Rechercher les émissions par la manœuvre simultanée des deux condensateurs variables : l'accrochage de la lampe H. F. s'obtient uniquement par le réglage du chauffage de son filament. Il faut pour cela tourner le rhéostat lentement : à un certain point la lampe accroche ; continuer d'augmenter le chauffage : la lampe décroche ; il y a alors lieu de revenir légèrement en arrière et l'on se trouve au maximum de sensibilité. Si cet accrochage avait du mal à se produire, il suffirait de desserrer un peu le couplage entre primaire et secondaire du transformateur H. F. Certaine lampe oscille plus facilement que d'autres : c'est le cas de la DZ-1 et de la A-441.

Lorsque l'on a obtenu une audition il convient de régler au mieux la tension appliquée aux grilles auxiliaires des lampes détectrice et B. F. Ceci est chose facile puisque l'on dispose de prises sur les piles de tension plaque.

Le récepteur est ainsi prêt à fonctionner en campagne, où son installation demande quelques minutes : le temps de dérouler l'antenne, de l'accrocher à une branche d'arbre et d'enfoncer les piquets de prise de terre, ceci dans un endroit humide de préférence.



CONSEILS d'un BRICOLEUR

Bien des pannes pourraient être évitées et bien des améliorations pourraient être apportées dans l'utilisation d'un appareil de T. S. F. si les trucs de métier étaient dévoilés aux amateurs par un technicien.

C'est ce que fera régulièrement "Radioélectricité et Q. S. T. français", qui indiquera à ses lecteurs dans de courts articles, groupés sous le titre général ci-dessus, la façon de résoudre par eux-mêmes les petites difficultés qu'ils peuvent constater dans leur appareil.

■ ■ ■ ■ ■

SOIGNEZ VOS ACCUS

LES meilleures sources de courant destiné à l'alimentation des postes récepteurs sont sans contredit les batteries d'accumulateurs, et le resteront jusqu'à ce que la solution vraie de l'alimentation totale par le secteur soit trouvée. Il existe bien actuellement des tableaux redresseurs pour cet usage, mais les uns ne donnent qu'à demi satisfaction, les autres sont d'un prix prohibitif pour la majorité des amateurs.

Les accumulateurs, par contre, sont une source de courant rigoureusement continu, leur force électromotrice reste à peu près constante pendant la décharge, leur résistance interne est négligeable, en un mot ils servent admirablement notre cause au point de vue technique, et cela sans trop de mal pour nos bourses. (Nous parlons des accus au plomb, qui sont les plus répandus).

Mais, — il y a un mais ! — ce sont des appareils fragiles demandant beaucoup de soin, faute de quoi ils deviennent vite hors d'usage ou ne rendent plus ce que l'on est en droit d'attendre d'eux.

Les batteries de haute tension, surtout, sont très sensibles aux mauvais traitements, tout d'abord parce que mécaniquement plus fragiles que les batteries de chauffage, ensuite parce qu'elles perdent plus vite leur charge au repos (fuites plus importantes puisque tension plus élevée). C'est pourquoi l'on recommande toujours, pour ces batteries, une capacité de 2 ou 3 ampères-heures. (Une batterie de 1 ampère-heure se décharge à vide en quelques jours).

Cependant il convient de ne pas oublier les batteries de 4 volts, avec elles le mal est moins vite apparent, mais il n'en est que plus dangereux ; lorsque

l'on s'en aperçoit il est souvent trop tard pour que le remède soit tout à fait efficace. Ceci se fait encore plus sentir depuis que l'emploi des lampes micros s'est généralisé, car alors les accus de chauffage fonctionnent presque toujours dans de mauvaises conditions. En effet, pour qu'une batterie se porte bien, il faut qu'elle travaille sans arrêt, ou presque, à régime normal. Nous savons que ce régime est aux environs du dixième de la capacité. Or, si nous prenons le cas d'un poste récepteur à six lampes, le débit est d'environ 0,5 ampère, ce qui détermine la capacité de l'accu à 5 ampères-heures.

Combien de personnes ont une telle batterie ?

La chose est pourtant pratique, il suffit d'avoir un inverseur permettant de brancher celle-ci sur le récepteur ou sur le rechargeur et alimentant aussi ce dernier par le secteur dans cette position. Il est simple alors, lorsque l'on a écouté pendant quelques heures, de remettre en charge pendant un temps égal à ce nombre d'heures multiplié par 1,2. On a ainsi une batterie toujours chargée et en bon état, si l'on prend soin de maintenir le niveau de l'électrolyte en ajoutant de temps en temps un peu d'eau distillée.

Naturellement je n'irai pas vous dire : mettez vos accus au rebut et faites comme vous venez de lire ! Non, mais un bon conseil : Chargez vos batteries au même régime que vous les déchargez, la charge durant un peu plus longtemps que la décharge (comme dit plus haut).

Ce qui est mauvais, c'est de décharger un accu à faible régime pendant un temps assez long, quelquefois une centaine d'heures, et de lui entonner une nouvelle charge à fort régime pendant seulement une dizaine d'heures. Une sulfatation sournoise, lente et souvent invisible attaque alors les plaques qui deviennent dures, perdent de leur capa-

cité et ne tardent pas à être hors d'usage.

Ceci s'applique aussi aux batteries de tension plaque. Si le débit demandé est de 30 milliampères, n'allez pas les recharger à 200 milliampères sous prétexte que leur capacité est de 2 ampères-heures ! mais réglez l'intensité à 35 ou 40 milliampères en faisant durer la charge un temps suffisant.

Lorsque l'on achète une batterie neuve, chargée, elle est en état de marche et contient de l'électrolyte concentré normalement (de 26 à 30° Baumé suivant les marques) ; il faut se rappeler que par la suite l'eau seule de la solution s'évapore, il faut donc bien se garder, lorsque le niveau a baissé, de la ramener à son point normal en ajoutant encore de l'acide, le plein ne doit se faire qu'avec de l'eau distillée uniquement. Ce n'est que dans le cas où une batterie a été renversée que l'on peut la remplir avec de l'eau acidulée, qui sera de même titre que ce qui reste dans l'accu en ce moment.

Est-il besoin de dire que les bornes doivent toujours être très propres et légèrement graissées avec de la vaseline.

Voyons maintenant le cas où une batterie, pour une cause quelconque, se trouve sulfatée. Cette sulfatation peut se manifester de différentes façons suivant les causes qui ont été à l'origine. Si la batterie s'est trouvée en partie vidée de son électrolyte pendant un certain temps, il ne tarde pas à apparaître autour des plaques une épaisse couche de sulfate de plomb se présentant sous forme de flocons blancs ; la batterie a ainsi bien triste mine, le mal n'est pourtant pas très grave : il n'y a qu'à remplir avec de l'eau distillée, bien secouer et bien rincer toujours avec de l'eau distillée. Après cette opération la plus grande partie du sulfate est disparue et il ne reste plus qu'à charger à faible régime après avoir rempli avec de l'élec-

trolyte assez peu concentré en acide (15° Baumé). Lorsque cette charge est terminée, la batterie a repris bonne figure et est en état de rendre encore de nombreux services.

Par contre, si cette batterie est restée pendant longtemps sans servir et sans être rechargée, la sulfatation se manifeste par la présence de points et traînées blancs à la surface des plaques, dans ce cas le mal est plus grave et il faut y remédier de suite. La sulfatation est profonde et attaque les plaques ; dans toute leur épaisseur, ce qui les rend dures et leur fait perdre une grande partie de leur capacité.

Pour désulfater un accu ainsi atteint, opérer comme suit : le vider et rincer soigneusement à l'eau distillée, à laquelle il sera bon d'ajouter un peu de bicarbonate de soude pour neutraliser l'acide qui reste dans les plaques, puis le remplir d'eau distillée et mettre en charge à régime *très lent* (un centième de la capacité), pendant 120 à 130 heures, ou plus si besoin est ; après cette opération, les plaques positives doivent être brun assez clair d'une façon uniforme sans points ni taches blancs, de même pour les plaques négatives qui présentent une couleur grise. Décharger alors dans une résistance et remplacer l'électrolyte par de l'acide à 15° Baumé, recharger au vingtième de la capacité et bien à fond ; lorsque cette charge est terminée vérifier l'électrolyte et l'amener à la concentration normale (28 à 30° Baumé), soit par adjonction d'un peu d'eau distillée si la concentration est trop forte, soit, le plus souvent, en remplaçant un peu de liquide par de l'acide plus fort (40°) si la concentration est trop faible. Remettre encore en charge pendant une heure afin de bien brasser le mélange, et la batterie est prête (1).

En tout cas il ne faut jamais gratter les plaques, si les taches blanches sont difficiles à disparaître, ni ne jamais les brosser avec une cardé à limes.

Il n'est pas recommandable non plus de sortir d'une batterie des plaques qui viennent d'être chargées, l'action de l'air étant très néfaste, surtout pour les plaques négatives qui sont très vite et très profondément attaquées.

Un dernier mot pour finir : comment constater la fin de charge d'une batterie ? Plusieurs indices marquent cette fin de charge : concentration de l'électrolyte, dégagement gazeux, couleur des plaques, voltage aux bornes. De tout ceci, il n'est qu'une chose à retenir

comme vraiment bonne : le voltage aux bornes. En effet, le dégagement gazeux se fait important bien avant que les accus soient complètement chargés si le régime de charge est trop élevé ; la couleur des plaques prête souvent à confusion et ne peut être contrôlée que si l'on a affaire à des bacs transparents ; enfin la concentration de l'électrolyte varie suivant les marques et dépend de la concentration au début de la charge.

Par contre le voltage aux bornes est constant en fin de charge. Suivant l'état de la batterie, il pourra être de 2,4 volts à 2,6 volts par élément. La façon de procéder est donc de mettre un voltmètre aux bornes pendant la charge ou tout au moins lorsque l'on juge que la fin de charge approche. L'on coupera le courant lorsque la différence de potentiel se sera maintenue constante pendant deux ou trois heures.

Suivez ces quelques conseils et vous ne serez jamais ennuyés pour l'alimentation de vos postes.

.*.*

MESURE DES TENSIONS DE PLAQUE FOURNIES PAR LE SECTEUR.

Il arrive assez souvent que des amateurs nous écrivent pour nous demander conseil relativement à leur tableau de tension plaque qui ne leur donne pas satisfaction. Sur dix, il en est régulièrement 6 ou 8 qui nous disent avoir mesuré la différence de potentiel aux bornes et n'avoir trouvé que quelques volts ou même rien du tout ! Ceci est normal si la mesure est faite avec un voltmètre à bon marché comme il en existe tant. Ces appareils ont une résistance beaucoup trop faible : il faut absolument se servir d'un voltmètre à cadre mobile. Même avec ce type, l'on a seulement des valeurs approchées si l'on se sert d'un appareil petit modèle ; une mesure précise ne peut être faite qu'à l'aide d'un appareil ayant une résistance de l'ordre de 30 à 40.000 ohms. Il est vrai que tout le monde ne peut se payer un tel voltmètre dont le prix est de 200 à 300 francs ! L'on se contentera donc d'un petit modèle à 80 ou 100 francs, l'erreur de lecture n'étant pas très grande. D'ailleurs, si l'on désire plus de précision la chose est facile : il suffit de placer une résistance en série avec le voltmètre et de le faire étalonner ainsi d'après un appareil de précision. L'aiguille deviera de la sorte beaucoup moins, mais la mesure sera juste. A titre d'exemple, prenons un petit voltmètre dont la résistance est de 10.000

ohms ; si nous mesurons avec cet appareil une différence de potentiel de 80 volts, il consommera un courant de 8 milliampères et l'aiguille se placera à la division de 80.

Intercalons maintenant en série une résistance de 30.000 et recommençons la mesure. Le courant demandé n'est plus que de

$$\frac{80}{10.000 + 30.000} = 0,002 \text{ ampère,}$$

et l'aiguille se place à la division 20.

Or, dans les deux cas, nous pouvons admettre que la différence de potentiel est celle qui existe aux bornes d'un tableau de tension plaque alimentant un récepteur (la mesure doit naturellement être faite pendant que ce tableau fonctionne dans les conditions normales). Prenons un tableau prévu pour débiter 25 milliampères et un récepteur consommant 20 milliampères (cas d'un récepteur à cinq lampes). Il est clair que lorsque nous brancherons le voltmètre seul, le débit demandé deviendra trop grand (28 milliampères) et, par suite des résistances propres des éléments du tableau il se produira une chute de tension et notre appareil ne nous indiquera que 70 à 75 volts.

Par contre, avec notre voltmètre modifié, le débit total demandé au redresseur ne sera plus que de 22 milliampères ; il se produira bien encore une chute de tension, mais si petite que l'on peut la considérer comme négligeable ; nous aurons ainsi une mesure approchant de très près la vérité ; seule la lecture sera un peu plus difficile par suite de la faible déviation de l'aiguille.

Est-il besoin de dire que, dans le même cas, un appareil ayant une résistance de 300 à 400 ohms — ne riez pas ! c'est ainsi pour la plupart des voltmètres à bon marché du commerce — vous aurait demandé un débit de 200 à 250 milliampères. Devant une telle exigence votre pauvre tableau est bien impuissant et l'aiguille ne se donne même pas la peine d'un semblant de déviation !...

Tout ceci concerne naturellement la mesure de la tension totale disponible à la sortie du tableau. Mais, pour les postes à changement de fréquence par bigrille et comportant une amplificatrice basse fréquence de puissance, nous avons souvent des prises (120, 80 et 40 volts) ; ces dernières tensions ne peuvent se mesurer directement même avec un excellent voltmètre. Pourquoi ? Mais simplement parce que ces sources ne débitent qu'un courant très restreint (1 ou 2 milliampères pour la bigrille) et que cette intensité ne peut être

(1) La couleur des plaques est alors brun-rouge pour les positives et gris-ardoise pour les négatives.

supérieure par suite des résistances intercalées en série, le moindre courant demandé en supplément crée alors une importante chute de potentiel qui fausse énormément la mesure.

Cette mesure demande une lecture et un petit calcul, nous en reparlerons.

Le principal est de déterminer les résistances à employer.

Il est d'ailleurs très simple de les calculer, comme vous pouvez le voir par ce qui suit.

* *

POUR « DESCENDRE » FACILEMENT A 200 MÈTRES AVEC UN SUPRADYNE CLASSIQUE.

Beaucoup de possesseurs de supradynes se plaignent de ne pouvoir recevoir les ondes inférieures à 250 ou même 300 mètres avec leur appareil.

Avant toute chose il faut d'abord s'assurer que le cadre utilisé permet la réception au-dessous de ces longueurs d'ondes. A ce sujet, le cadre à quatre enroulements décrit dans l'*Antenne* par M. Berché est excellent, puisqu'il « descend » facilement à 180 ou 190 mètres (nous voulons parler du dernier modèle donné dans le n° 315).

Mais la difficulté provient le plus souvent de l'oscillatrice qui ne convient pas, soit parce que ne descendant pas elle-même, soit, dans la majorité des cas, parce qu'elle fait « bloquer » la bigrille, ce qui revient à dire que des oscillations prennent naissance dans le circuit d'accord, cadre-condensateur d'accord. Ce fait provient de ce que la longueur d'onde propre de la bobine-plaque de l'oscillatrice est trop voisine de la longueur d'onde reçue. Cette bobine fait ainsi circuit bouchon.

Pendant longtemps l'on a préconisé pour remédier à cet inconvénient, de faire le retour du cadre au curseur d'un potentiomètre monté sur le chauffage, mais c'était tomber dans un autre mal : diminution de la sélectivité par suite de l'amortissement créé dans le circuit d'accord.

Le meilleur remède consiste simplement à diminuer le nombre de spires de la bobine-plaque de façon à réduire sa longueur d'onde propre au-dessous de la limite des longueurs d'onde que l'on désire recevoir. La puissance se trouve légèrement amoindrie de ce fait, mais si peu !

Il faut toutefois veiller à ce que cette opération ne contrarie pas les oscillations locales de la bigrille, cela

dépend pour beaucoup de la qualité des bobinages, et aussi de la lampe employée. Avec un bon tube et des selfs en fond de panier ou double fond de panier faites avec du fil assez gros l'on peut sans crainte ramener le nombre de tours de la bobine-plaque à celui de la bobine-grille, l'oscillation locale se fait ainsi très bien, elle est même meilleure au point de vue syntonie et la sélectivité du récepteur s'en trouve améliorée.

Toutefois, et pour plus de sûreté, il vaut mieux commencer par n'enlever que quelques spires à la fois, en s'arrêtant dès que les blocages ont disparu.

Nous conseillons vivement à tous les amateurs dont la bigrille « bloque » d'essayer ce procédé, ils en seront certainement satisfaits.

* *

IMMOBILISATION DE L'ÉLECTROLYTE DES ACCUMULATEURS

Plusieurs procédés sont connus, mais tous ne sont pas aussi pratiques à appliquer. Nous nous bornerons à donner le moyen le plus simple ne nécessitant pas le démontage des éléments.

La première chose à faire est de nettoyer à fond la batterie dont on désire immobiliser l'électrolyte, afin que tous les dépôts qui peuvent se trouver au fond des bacs disparaissent. Ce nettoyage est fait à l'eau distillée après avoir déchargé l'accu (il ne faut jamais vider une batterie chargée à fond).

Remplir ensuite avec de l'acide à 22 degrés et donner une charge bien complète à un régime assez faible (un vingtième de la capacité).

Préparer d'une part de l'acide à 26 ou 28 degrés Baumé; d'autre part une solution de silicate de soude.

Au moment d'opérer, mélanger ces deux solutions dans la proportion de 3 parties de silicate pour 7 parties d'acide; il faut pour cela verser le silicate dans l'acide en remuant énergiquement avec une baguette de verre pour empêcher la formation de grumeaux. Vider rapidement la batterie et remplacer immédiatement l'électrolyte par la solution qui est alors suffisamment liquide, amener le niveau à 1 demi centimètre au-dessus des plaques et laisser reposer vingt-quatre heures. Après ce temps remettre en charge pendant une demi-heure, puis, si la batterie est pour servir dans un poste valise (cas le plus fréquent) décanter le liquide qui se trouve à la surface. L'accu est prêt à servir.

Pour l'entretien d'une batterie à liquide immobilisé, se rappeler que :

1° La capacité est diminuée du fait de l'immobilisation de l'électrolyte et la résistance interne augmentée, il y a donc lieu de recharger à faible régime qui ne dépassera en aucun cas le vingtième de la capacité primitive.

2° La gelée qui remplit les bacs doit être maintenue fraîche sans quoi elle se fendille rapidement, il est bon de laisser un petit peu de liquide à la surface lorsque la batterie ne sert pas. Avant de recharger mettre dans chaque élément une cuillerée d'eau distillée.

3° Enfin si l'on doit laisser la batterie au repos pendant un temps assez long, la maintenir chargée pour éviter qu'elle ne se sulfate. (Donner une charge tous les mois),

* *

EN QUELQUES LIGNES

Les lampes de réception coûtent cher, protégez toujours leur filament en intercalant un fusible entre le positif de la batterie de chauffage et le négatif de la tension plaque. Une petite ampoule de lampe de poche de 1,5 volt convient très bien pour cet usage, ainsi qu'une vieille lampe de T. S. F. devenue muette ou même une lampe grillée dont le filament touche la grille. Il n'y a alors qu'à relier la grille et le côté resté intact du filament aux circuits intéressés.

Si, par un hasard malheureux, il vous arrivait un jour de vous renverser sur les mains de l'acide sulfurique concentré, gardez-vous bien d'aller vous mettre sous le robinet ! Cela ne ferait qu'aggraver les brûlures : le remède consiste à saupoudrer le plus vite possible les parties atteintes avec du carbonate de magnésie jusqu'à ce que tout l'acide soit neutralisé.

D'ailleurs, toute personne qui se sert d'acide sulfurique à 66 degrés se doit d'avoir sous la main du carbonate de magnésie.

Pour souder les connexions d'un montage il est une pâte très pratique et très employée qui contient étain et décapant, mais ayez toujours soin, pendant l'opération, de placer une feuille de papier dessous et autour de la soudure à faire, car sous l'action de la chaleur il saute des petites particules de pâte qui vont naturellement se loger entre les lames des condensateurs et sont par la suite la source de crachements forts désagréables.

R. LEPESQUEUR.

À TRAVERS LA PRESSE ÉTRANGÈRE

AMÉRIQUE Q.S.T.

Modern practice in high frequency radio-telephony, par Ross A. Hull.

Dans cet article consacré aux procédés modernes de radiotéléphonie mis à la portée des possibilités de l'amateur, M. Ross A. Hull fait une étude très complète et très simple à la fois des dispositifs de modulation. Comme conclusion, l'auteur donne la description détaillée d'un émetteur radiotéléphonique constitué comme suit :

Un oscillateur à auto-excitation.

Un amplificateur HF à deux étages, dont le second est modulé,

Un étage BF attaquant la lampe modulatrice qui agit sur le second étage HF.

Un étage amplificateur HF push-pull attaquant l'antenne : sur les grilles de cet amplificateur on applique les oscillations modulées disponibles dans la plaque de la lampe du second étage HF.

Soit en tout sept lampes.

Tous les circuits oscillants du dispositif sont du type « high C » c'est-à-dire que dans ces circuits prédomine la capacité, cela pour obtenir une parfaite stabilité des oscillations.

A general purpose audio-frequency power amplifier, par James J. Lamb.

Cet article donne toutes les indications nécessaires à la réalisation d'un amplificateur de grande puissance destiné à fonctionner derrière réception T.S.F. ou derrière pick-up. L'appareil décrit est constitué de deux étages à transformateurs et d'un étage push-pull. Suivant la puissance désirée on retranche une lampe devant l'étage push-pull ou bien l'on utilise des lampes moins fortes. Pour l'appartement, la puissance modulée n'a pas besoin de dépasser 2 watts sur une tension plaque finale de 350 volts. Pour des auditoires plus importants, comprenant par exemple un millier de personnes, 4 ou 5 watts suffisent sur une tension plaque finale de 450 volts. Pour 2.000 à 3.000 personnes ou pour le plein air 10 watts modulés sont nécessaires.

L'auteur termine son article en décrivant un dispositif simple et efficace pour passer d'un pick-up à l'autre dans le cas où une installation à deux pick-up est nécessaire pour éviter une interruption entre les disques entendus (fader).

Beats, par J. E. Smith.

L'auteur expose quelques applications pratiques classiques des battements en physique ondulatoire intéressant l'amateur de T. S. F.

Alternating current rectification as applied to radio, par R. J. Kryter.

Dans ce très excellent article consacré à l'étude du redressement du courant alternatif appliqué à la radiotechnique, l'auteur passe en revue les diverses qualités que l'amateur exige d'un redresseur et examine les

Il peut être intéressant pour nos lecteurs de savoir ce qui se fait à l'étranger en matière de T. S. F.

Dans ce but, nous publierons dans chaque numéro de « Radio-électricité et Q.S.T. Français » des analyses d'articles intéressants contenus dans les colonnes des principaux de nos confrères étrangers.

Ces analyses seront faites par nos collaborateurs Paul Berché, Léon de la Forge et André Planès-Py.

redresseurs électrolytiques, l'élément au tantale et les redresseurs thermioniques. Étude très complète et très précise.

Dress, par C. J. Paddon. — L'auteur préconise l'« habillage » des câbles d'alimentation des récepteurs et des émetteurs pour des raisons de propreté et de sécurité. Il donne à ce sujet tous les conseils pratiques désirables.

Notes on distortion in audio frequency amplifiers, par J. R. Nelson.

Cette note sur la déformation dans les amplificateurs à basse fréquence comporte une étude mathématique de la question et des conclusions d'ordre pratique.

A new low power screen grid transmitting tube, par O. W. Pike et E. E. Spiter.

Les deux ingénieurs de la General Electric Co donnent des renseignements très intéressants sur les caractéristiques et les usages de la UX 865, lampe à grille de protection, pouvant supporter 500 volts plaque.

The disc condenser, par Milton A. Ausman. — Une description pratique d'un condensateur plan variable constitué par deux disques parallèles à éloignement réglable ; cet appareil est spécialement destiné à l'émission ; sa capacité maximum prévue est de 180 microfarads.

A simple home-made meter, par Stanton Chapman. — Construction d'un ampère-mètre thermique, conseils pour son étalonnage.

Calibrating the heterodyne frequency meter or monitor, par George Grammer.

Conseils sur la manière d'étalonner un hétérodyne en mettant à profit les harmoniques des stations officielles de longueur d'onde bien connue.

ARGENTINE

REVISTA TELEGRAFICA (Buenos-Aires). — Année XVII, n° 198. Mars 1929.

La réception des ondes courtes par les antennes dirigées. — Par Pierre Noizeux.

Notre collègue français, établi en Argentine

dans un article clair et bien documenté traite une question d'actualité puisqu'il décrit la nouvelle installation réalisée au centre de réception de la « Transradio Internacional » de Villa Elisa. Nous en faisons un bref résumé.

La nouvelle antenne est du type Beam-Marconi (1). Elle comprend : l'antenne, le récepteur et le conducteur d'énergie ou feeder. Les dimensions de l'aérien sont très grandes si on considère la fréquence des ondes mises en jeu. Elle est soutenue par deux pylônes en acier de 90 mètres de haut pesant chacun 45.000 kilos et portant à leur partie supérieure une croix de 30 mètres et du poids de 5.000 kilos formant ainsi un « T ». L'espace entre les pylônes (200 mètres) est occupé par 104 fils verticaux formant trois ensembles ou circuits :

a) Un ensemble de 24 antennes pour la réception du N-E ;

b) Un autre de 24 antennes pour celle du S-O ;

c) Un troisième de 56 fils réflecteurs placés entre les précédents.

Chaque antenne se compose de trois sections en série : un fil de $1/2 \lambda$, une self équivalant électriquement à $1/2 \lambda$, un fil de $1/2 \lambda$, une autre self identique à la première et un fil de $3/2 \lambda$. La partie inférieure de celui-ci est connectée au primaire d'un transformateur placé dans une boîte de couplage. Les deux groupes de 24 antennes sont identiques.

Chaque fil du réflecteur se compose de 10 sections de $1/2 \lambda$ chacune, isolées l'une de l'autre.

Le feeder transmet au récepteur l'énergie captée par l'antenne. En raison des dimensions peu ordinaires de l'aérien, le feeder qui part du centre de celui-ci mesure 450 mètres de long. On aurait pu utiliser deux conducteurs parallèles, mais, pour une distance aussi grande, les propriétés directives eussent été complètement détruites. On a préféré employer deux tubes de cuivre l'un dans l'autre. Le tube extérieur est connecté à la terre, le tube intérieur isolé. Les dimensions de ces conducteurs tubulaires ont été calculées de telle manière que le rapport entre la self et la capacité par mètre de λ soit constante et se réduise à une résistance apparente connue qui ne varie pas quelle que soit la longueur du feeder. Dans un cas particulier, cette résistance est de 80 ohms et la résistance ohmique totale de 0,5 ohm. Mais il est indispensable que chaque extrémité du feeder porte un transformateur calculé de façon à éviter les ondes stationnaires.

(1) Elle a remplacé les antennes aperiodyques diverses et celle dirigée de dimensions moins importantes, du type « Tannenbaum » composée de 32 fils horizontaux et 32 conducteurs faisant office de réflecteur et ayant chacun une longueur égale à $1/2 \lambda$.

Les transformateurs de couplage du feeder et du récepteur sont réalisés pour laisser passer des ondes différant de $\pm 4\%$ de celle adoptée pour l'antenne.

Les ondes sont successivement amplifiées, hétérodynées, détectées et réamplifiées, d'abord sur 2.500 mètres, puis sur 10.000 mètres, avant d'actionner les relais. Au total : 28 lampes (courant plaque : 500 milliam-pères). La vitesse de réception atteint 200 mots à la minute (soit plus de 1.000 lettres).

D'autres appareils sont prévus pour obtenir de plus grandes vitesses ainsi que pour assurer la réception des Belinogrammes. Ils seront prochainement décrits dans *Revista Telegrafica*.

R. A. C. (Buenos-Ayres), année V. N° 448 Mars 1929.

Formalités à remplir pour l'obtention d'une licence d'émission d'amateur. — Depuis peu l'examen que doit subir l'impétrant peut être passé par écrit. L'auteur doit transmettre sa demande sur une formule spéciale délivrée par l'Administration, accompagnée des schémas de l'émetteur et du récepteur.

Le couplage direct des circuits est interdit de même que l'alimentation en courant alternatif brut. Les indications sur « l'énergie antenne », « l'intensité plaque en M.A. » et les « watts consommés » peuvent être laissés en blanc, les amateurs peu familiarisés avec ces mesures, pouvant faire involontairement des erreurs grossières.

L'examen (oral ou écrit) porte sur les matières suivantes :

1° Conditions que doit remplir une station émettrice d'amateur par rapport à la fréquence des ondes, au type de l'appareil et à sa puissance ;

2° Façons de régler l'émetteur, notes sur son fonctionnement, dispositifs de sécurité, emploi de l'ondemètre.

La puissance maximum accordée est de 200 watts ; elle peut atteindre 500 watts si l'amateur habite à plus de 10 kilomètres d'une station Radioélectrique officielle. Pour la bande 120 à 190 mètres, l'émission est interdite entre 21 et 24 heures.

Un nouveau type de valve de redressement pour amateurs. — Par O. W. Pike et H. T. Muser. — Intéressants détails donnés sur la valve UX-866 type à cathode chauffée du type « Wehnelt » et à vapeur de mercure. Elle diffère de la valve à vapeur de mercure

(arc), car travaillant à basse température et par conséquent à basse pression du mercure. Le courant redressé dépend plus de l'émission électronique du filament que du mercure. A ce point de vue, le tube est semblable à la valve redresseuse à vide dans laquelle la vapeur de mercure ionisée neutralise l'espace de charge électronique autour du filament. Il en résulte que la haute tension peut être abaissée pour un débit donné.

Le filament absorbe 5 ampères sous 2,5 volts.

Le tableau reproduit ci-dessous donne toutes indications utiles aux diverses utilisations et montages.

Réalisation d'un émetteur commandé par cristal. — Par G. P. D. Lampkin. Article illustré de nombreuses photographies et schémas.

Le circuit est un crystal control par fondamentale : un étage oscillateur, trois étages d'amplification avec modulation courant constant sur l'étage intermédiaire. Filaments chauffés en alternatifs, courant plaque redressé et filtré. Trois valves redresseuses, un tube oscillateur, trois amplificateurs et un modulateur.

Malgré toutes les données et détails prodigués, ce circuit ne semble pas devoir convenir à un amateur « moyen ».

RADIO-REVISTA (Buenos-Ayres). — N° 121. Avril 1929.

Un article élogieux consacré à l'ingénieur Jorge Duclout, décédé le 15 février dernier en Argentine où il s'était fixé depuis de longues années. D'origine française, il était né en Alsace en 1854.

La super panaflex. — Par I. M. Gomez.

Comme tous les Panaflex : un étage haute fréquence par lampe à écran A.442, liaison par self accordée avec réaction statique et magnétique (type Abelé) sur celle-ci. Un deuxième étage apériodique, une détectrice et une B. F. par transformateur. De la plaque de la détectrice : premier étage B. F. en reflex sur la deuxième lampe, soit 4 lampes donnant 5 étages.

La réception sur cadre est paraît-il parfaite en haut-parleur à plus de 400 kilomètres.

Comme détails caractéristiques, nous remarquons le faible diamètre de la self de résonance (3 cm.) pour éviter toute induction

magnétique sur le cadre. Cette self bouchon comprend 130 spires de fil 4/10 avec dérivation à la spire, 65 pour la réaction. Emploi judicieux de chocs H. F.

Le Reinartz « OC. 1929 », par Paul Berché. — Traduction consciencieuse et complète de l'article bien connu paru dans *l'Antenne*.

Pour améliorer la portée d'un récepteur à ondes courtes, par B. L. H. Thomas (G6QB).

Réalisation d'un étage H. F. par lampe à écran précédant un récepteur à ondes courtes. Connexions courtes, directes. Une plaque métallique sépare l'amplificateur du détecteur, montage classique mais excellente rédaction accompagnée de nombreuses photographies et d'un plan de câblage réduit.

REVISTA TELEGRAFICA N°196 (Buenos-Ayres). **Acoustique.** par P. Noizeux, Ingénieur.

Intéressant article de notre excellent confrère P. Noizeux, établi en Argentine et l'un des Rédacteurs attitrés de la *Revista Telegrafica*.

Hartley New. par J. Sar.

Récepteur à trois lampes. Couplage statique de l'antenne sur le secondaire d'accord. Un étage par lampe à grille écran, circuit plaque par self accordée. Détectrice à réaction statique et magnétique d'une manière très apparentée à celle du récepteur ABELE. Un étage basse fréquence par lampe à écran.

L'inductance accordée plaque haute fréquence (circuit bouchon) est directement fixée aux bornes de son condensateur variable. La lampe haute fréquence est entièrement blindée et une plaque métallique isole le circuit haute fréquence des autres parties du montage.

Deux intéressants circuits pour ondes courtes, par J. Maria Ruibal.

Le premier circuit est dû à Mr. Caillat et a paru dans *L'Onde Electrique*, nous ne nous y arrêtons pas.

Le second a été donné par M. B. M. Orr ; type « Unidine », couplage indirect de l'antenne, lampe bigrille, accrochage par accord du circuit de plaque. Antenne : 5 spires, secondaire : 7 spires, accordé par CV de 0,0005 M.F. haute tension : 6 à 10 volts. Détection par grille dérivée et résistance variable.

Etude sur le récepteur Caillat (dont nous parlons plus haut), par J. Luis Pardo.

Article complet sur ce circuit très simple d'invention française : (un cadre accordé attaqué d'une part la grille d'une A.409, d'autre part le filament par l'intermédiaire d'une résistance réaction statique au moyen d'un condensateur connecté à l'une des bornes de cette résistance côté cadre. Circuit de plaque (alimentation parallèle) : choc H. F. casque et + H. T.

Table pour le calcul simple et exact des transformateurs monophasés par G. et S. Garcia Arrieta.

Cette table permet de calculer rapidement les données d'un transformateur.

Pour un primaire de 110 volts, on divise le nombre de spires indiqué pour 220 volts par 2.

| OSCILLATION | | | REDRESSEMENT | | |
|---------------------|---------|--------|---------------|--------------------------|--------------------------------|
| TUBES | Voltage | Ampér. | TUBES | Voltage total transform. | Courant plaque total par tube. |
| UX-210, 2 | 450 | 0,06 | Deux UX-866 | 1250 | 0,090 1 |
| UV-210 ou UV-203A 2 | 1250 | 0,175 | Deux UX-866 | 3500 | 0,265 |
| UX-852 ou UX-860 2 | 2000 | 0,100 | Deux UX-866 | 3500 | 0,300 |
| UX-852 ou UX-860 2 | 3000 | 0,100 | Quatre UX-866 | 3500 | 0,150 |
| UV-204 A | 2500 | 0,275 | Quatre UX-866 | 3500 | 0,400 |

1 Valeurs approximatives.
2 Deux tubes en parallèle.

| NOYAU | Diamètre
du fil primaire, | spires
prim.
pour
secteur
220 v. | Nombre
de spires
second.
par volt
à obtenir | Ampères
par mm2. |
|---------------------|------------------------------|--|---|---------------------|
| 2,5×2,5×8×6,5 | 0,20 2 couches soie. | 2800 | 13 | 4 |
| 2,5×2,5×8×6,5 | 0,30 2 — | 2650 | 12 | 5 |
| 2,5×2,5×8×6,5 | 0,35 2 — | 2550 | 11,5 | 5,5 |
| 2,5×2,5×8×6,5 | 0,40 2 — | 2500 | 11 | 5,8 |
| 2,5×2,5×8×6,5 | 0,50 2 — | 2000 | 9 | 6 |
| 3×3×14×16,5..... | 0,5 2 — | 1500 | 7 | 7 |
| 3×3×14×16,5..... | 0,7 2 — | 1200 | 5,4 | 7,2 |
| 3×3×14×16,5..... | 0,8 2 — | 1100 | 5 | 7,5 |
| 4×4×15×17..... | 1 2 — | 800 | 3,6 | 10 |

L'émetteur Mesny est simple et efficace.
par G. et S. Garcia Arrieta.

Emetteur MESNY classique inductances grille-plaque accordées. Modulation Beauvais, avec contrôle par casque.

Lampes utilisées : oscillatrices : 201. A, modulatrice : A.415.

RADIO-REVISTA N° 118 (Buenos-Ayres).

Un récepteur à ondes courtes. Traduction de l'article documenté de M. Jean Vivie dans un dernier numéro du *Q. S. T. Français et Radioélectricité réunis*.

Un « Panaflex » portatif. — La valise est divisée en trois parties : récepteur proprement dit (trois lampes Reflex), monorégulateur, haut-parleur (pavillon exponentiel), piles d'alimentation. Cadre dissimulé dans le couvercle.

Un super hétérodyne pour ondes courtes. — Quatre lampes : détectrice haute fréquence, amplificatrice moyenne fréquence par lampe à écran, liaison avec la détrie moyenne fréquence par self accordée. Réaction magnétique sur celle-ci. Un étage basse fréquence. R. C. A. (Organe du « Radio Club Argentino » (Buenos-Ayres). N° 43.

L'état actuel des communications sur 28.000 K. C. par Ross A. Hull. (traduction du *Q. S. T. Américain*).

Conseils pratiques sur les conditions d'émission en 1929. Appareils utilisés à la station W6UF, émetteurs commandés par quartz (fondamentale), changeur de fréquence et amplification.

Etablissement d'antennes conjuguées avec écrans, possibilité d'orienter celui-ci suivant les effets à obtenir.

Nouvel amplificateur double Push Pull pour auditions publiques (Traduit de « Radio Broadcast »).

Amplificateur à 5 lampes, tubes à cathode auxiliaire chauffée indirectement par le secteur. Deux valves redresseuses, un filtre et des résistances pour ajuster les tensions à chaque lampe complètent le montage qui fonctionne ainsi totalement sur le secteur alternatif.

ESPAGNE

RADIO BARCELONA (Barcelona). — N°s 242 à 245. Avril 1929 (organe de *Union Radio Barcelona*, EAJ. 1).

Une innovation intéressante en faveur de l'agriculture et de la pêche. — Sr. D. Eduardo Fontseré, directeur du « Servicio Meteorológico Provincial », a été spécialement autorisé par le Gouvernement Espagnol à donner, après chaque communication météorologique émise par *Radio-Barcelona*, un résumé en langage clair — « vulgaire », dit le texte officiel — de celle-ci et destinée spécialement aux agriculteurs, paysans, travailleurs et pêcheurs de la riche région catalane. Cette initiative est des plus intéressantes et sera d'autant plus favorablement accueillie qu'elle est appelée à rendre les plus grands services à toute la contrée.

Radio-Barcelona fait observer que la mise en application de cette décision coïncide avec l'augmentation de puissance du Broadcasting EAJ. 1 dont nous avons parlé dans notre précédente « Revue de la Presse Espagnole ».

La Météorologie et l'Observatoire de l'Ebre. — Bonne documentation par Sr D. Ignacio Puig, qui, en termes nets et à la portée de tous, sait intéresser tous ses lecteurs en leur signalant l'utilité et l'importance de la météorologie dans la vie moderne. Article illustré de photographies et d'un graphique du chemin parcouru par un ballon sonde d'après des observations quotidiennes effectuées à l'Observatoire de l'Ebre.

Actualités radiophoniques. — Les cérémonies de la Semaine Sainte de Séville ont été retransmises par *Union Radio Barcelona* EAJ. 1. A signaler la procession du Jeudi

(1) *Les revues espagnoles paraissent souvent avec beaucoup de retard et en raison du délai nécessaire à la réception de la Presse Argentine, nous tenons à avertir nos lecteurs que les comptes rendus seront quelquefois donnés avec un certain décalage que nous nous efforcerons du reste à réduire autant que possible.*

Saint qui fut en tous points parfaite et à peine égalée par celle des « Siete Palabras » de l'église S. José de Madrid (Vendredi Saint).

La diffusion du concerto en si bémol majeur de Haendel (orgue et orchestre) par EAJ. 1 obtint le 9 avril le succès le plus éclatant.

Au programme de EAJ. 1 le 16 avril : l'ouverture n° 3 de *Lenore* de Beethoven exécutée par l'orchestre de la station.

Le 15 avril : *La Copla Andalus*, comédie lyrique en 3 actes de D. A. Quintero et D. Pascual Guillen, retransmission du théâtre Victoria.

Le 9 avril, retransmission de la comédie *Raquel* jouée au théâtre Barcelona par la compagnie Carmen Diaz. Le système de retransmission utilisé avait été modifié pour que l'amateur ait autant que possible l'illusion d'assister au spectacle. Afin que la reproduction puisse égaler et même surpasser celles données au théâtre Radio, il avait été prévu sur le circuit du microphone de scène un conducteur relié à un deuxième microphone devant lequel le speaker avait pour mission d'exposer les changements scéniques et de suppléer autant que possible à la vision directe. Les descriptions parlées intercalées dans la retransmission de *Raquel* furent au nombre de 32 ; parfois même la voix du « locutor » se superposait à celles des acteurs mais d'une façon assez brève et discrète pour que l'audition du texte n'en soit pas troublée.

La réputée artiste Carmen Diaz obtint ce jour un grand succès.

RADIO-SPORT (Madrid) N° 66.

Le prolongement par radio de la ligne Madrid-Londres, par José R. De Gopegui.

Article très documenté et abondamment illustré d'après documentation et clichés fournis par la « Compañía Telefónica Nacional de España ».

Un nouveau récepteur ULTRADYNE à 10 lampes, par M. Mata Villanueva.

Montage 1929 blindé et à haut rendement. Il comporte deux étages d'amplification haute fréquence (transformateurs secondaires accordés), une modulatrice, une oscillatrice, trois amplificatrices (transformateurs secondaires accordés fixe), une détectrice et deux basses fréquences. Jacks pour utiliser 8, 9 ou 10 lampes. Les deux condensateurs assurant le réglage des transformateurs haute fréquence sont jumelés. Des ampérites sont utilisées en moyenne et basse fréquences et des rhéostats sur les autres lampes.

Article bien documenté avec photographies du montage.

Réalisation d'une dynamo de haute tension, par C. S. Peguero EAR9.

Fin d'une suite d'articles due à notre excellent collègue et ami EAR9 (Secrétaire de la Faculté de Zaragoza). Travail technique et pratique dédié principalement aux amateurs émetteurs RADIO-BARCELONA, numéros 237 à 241 (Mars), Organe officiel de EAJ. 1.

Quelques chiffres extraits du Bilan 1928 pour l'active station EAJ. 1. dont le directeur artistique est M. Salvador Raurich, le critique musical bien connu.

En 1928 il a été encaissé par EAJ. I (en chiffres ronds et au change de 400/100 pour le franc français).

Membres actifs : 10.300 Pts (45.200 fr.), honoraires : 252.500 Pts (1.010.000 fr.), consultations : 1.200 Pts (4.800 frs), réclames : 434 Pts (1.720 fr.), vente d'insignes : 120 Pts (480 fr.), encaissements divers Banque : 1.600 Pts (6.400 fr.).

Soit un total net de 266.387 Pts (1.065.548 frs.).

Les dépenses se sont élevées à 258 655 Pts (1 034.620 fr.) dans lesquelles les émissions entrent pour 150.800 pts. (603.600 fr.), la bibliothèque pour 730 pts (2920 fr.), le laboratoire pour 4.300 Pts (17.200 fr.), les frais généraux et extraordinaires : Personnel, atelier, éclairage, imprimerie, bureaux etc. pour 55.800 Pts (223.200 fr.) etc. etc.

Le solde final s'est traduit par un actif de 8.447,59 Pts (soit 33.788 fr.).

Situation très prospère ainsi qu'on peut le voir.

De plus, pour le mois de février dernier, les rentrées ont été de 29.330 Pts (117.320 fr.) et l'actif pour le mois de 2.055 Pts (8.220 fr.).

Notre nouvelle installation, par M. Joaquín Sanchez Cordoves, Ingénieur directeur de l'Union Radio Barcelona (EAJ. I, Tibidabo).

Le nouvel émetteur (Standard Electrica), qui est en voie d'installation à l'U. R. B., sera l'un des plus puissants et des plus perfectionnés d'Europe. Il sera inauguré dans le cours de l'Exposition Internationale qui doit se tenir à Barcelone de Mai à Octobre. Sa puissance sera de 20 kilowatts, tandis que celle actuelle ne dépasse pas 3 K. W.

L'oscillation, assurée par un tube de quelques watts seulement, sera amplifiée jusqu'à 20 K. W. par une série d'étages. La modulation suivant le système Heissing, courant constant, s'effectuant sur le deuxième étage d'amplification, la stabilité sera parfaite.

L'installation comporte 11 tubes de puissances diverses et trois pour le redressement du courant de haute tension. Les deux derniers, pouvant dissiper chacun 15 K. W., sont à circulation d'eau (23 litres à la minute par pompe centrifuge actionnée par moteur de 2 H.P.)

Deux groupes sont prévus pour l'alimentation des filaments :

1° Moteur triphasé 220 volts accouplé à une dynamo 16 volts 70 ampères (Alimentation basse tension de toutes les lampes sauf les deux dernières).

2° Moteur de 4 H.P. et dynamo de 24 volts 95 ampères (dernier étage d'amplification).

L'oscillateur, la valve séparatrice et la prémodulatrice travaillent sous 800 volts plaque, les autres tubes sous 1.600 volts. Courants fournis par une dynamo donnant $800 + 800 = 1600$ Volts.

Les deux lampes terminales de grande puissance travaillent sous 10 000 volts (alternatif redressé et filtré, transformateur triphasé Prim : 220 volts, secondaire, en étoile, 1200 volts, trois kénotrons à circulation d'eau).

Une dynamo donnant 300 volts fournit en outre les tensions de polarisation convenable.

La dépense totale d'énergie atteindra 32 K. W.

Toutes précautions sont prises pour diminuer les risques d'électrocution : c'est ainsi que l'ouverture inopinée d'une des portes donnant accès aux salles d'émission provoque instantanément la coupure des circuits d'alimentation. L'arrêt de la circulation d'eau dans les lampes interrompt aussi l'alimentation totale

« E.A.R. ». — (Organe de l'Association « E.A.R. », Section Espagnole de l' I. A. R. U.) Madrid, N° 46.

Une belle description de la station EAR96 (M. de Cordoba y Barreda-Valencia), illustrée de nombreuses photographies.

Compte rendu de la réunion générale de l'Association E.A.R.

Recettes : 2.518 Pts (10.072 fr.), dépenses : 1.802 Pts (7.208 fr.). Solde à l'actif : 715 Pts (2.820 fr.). Président : Sr. D. Miguel Moya E.A.R. I.

Description de la station Russe EU. 3AM. Nombreuses listes d'écoute. Petite correspondance.

ITALIE

RADIO RIVISTA DI RADIOFONIA E RADIO-TELEGRAFIA (Rome). — Année XI, n° 3 Mars 1929.

Un trois lampes puissant, par ing. Malerbi. — Une détectrice Schnell, accord de l'antenne en direct suivie de deux étages B. F. à résistance-capacité. Jack pour pick-up

L'auteur soutient un point de vue très juste en estimant qu'une bonne réception d'un poste local est préférable à une mauvaise reproduction de plusieurs stations. Le schéma classique décrit donne, pour une puissance suffisante à l'alimentation d'un bon haut parleur, une pureté qu'il est difficile de rencontrer avec des récepteurs à grand nombre de lampes.

Le choc H. F. du circuit plaque de la détectrice comprend 1800 spires 1/10 (2 c.s.) fractionnées en 5 ou 6 enroulements dans un mandrin d'ébonite tournée. Le haut parleur est protégé par une self à fer de 25 henrys et un condensateur de 2 M. F.

Transmission des images par le système Marconi. — Description générale de l'installation utilisée pour transmettre par ondes dirigées les images de Somerton (Angleterre) à Rocky Point (U. S. A.). Le dispositif utilise des cellules Kerr.

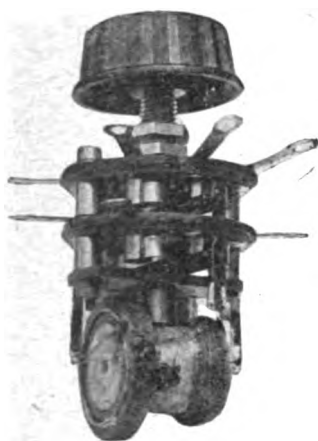


NOUVEAUTES INDUSTRIELLES

Afin de renseigner nos lecteurs sur les nouvelles fabrications industrielles, nous publierons régulièrement sous cette rubrique les caractéristiques des postes, pièces détachées ou accessoires présentés au public par l'industrie radioélectrique.

BLOC OSCILLATEUR A DOUBLE CONTACTEUR, SPÉCIAL, POUR VALISE

Ce nouveau bloc, spécial pour poste-valise : comprend une oscillatrice AMO, montée sur un double contacteur, les bobines sont placées dans un plan



perpendiculaire au panneau sur lequel est fixé le bloc, ceci pour éviter toute action de l'oscillatrice sur le cadre.

Le contacteur double permet de passer à la fois l'oscillatrice et le cadre de petites en grandes ondes, ce qui rend impossible toute fausse manœuvre dans l'emploi des inverseurs cadre ou oscillatrice.

Les bobinages utilisés dans l'oscillatrice sont du type normal, assurant la réception 178-600 mètres et 550-3.000 mètres, sans aucun trou ni blocage, avec un condensateur de 0,5/100 Square Law ou Straight Line. Recoupement absolu de petites ondes sur grandes ondes.

Le contacteur double comprend deux contacteurs simples AMO, modèle breveté, à capacité nulle. Aucun craquement, en raison de l'utilisation rationnelle de grains d'argent et de deux ressorts nickelés.

En résumé :

Aucun rayonnement de l'oscillatrice dans le cadre ;

Commutateur de cadre supprimé ;

Encombrement minimum ;

Pas de fausse manœuvre ;

Réception de 178-3.000 mètres.

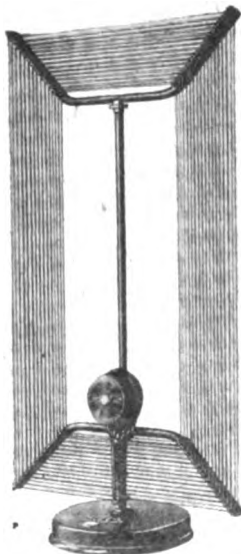
Le modèle existe sans double contacteur.

Pour les postes en meubles, les Etablissements AMO construisent un bloc avec bobines normales. Ce montage présente les mêmes avantages que le précédent.

..

ÉTABLISSEMENTS J. VENARD

Le cadre J.V. type B 421 est le dernier modèle du genre. Il a été spécialement étudié pour les postes récepteurs de modèles récents du type changeur de fréquence, superhétérodyne, etc.



Quatre enroulements rigoureusement semblables et particulièrement bien étudiés assurent une excellente réception de toutes les longueurs d'ondes comprises entre 175 mètres et 2.000 mètres, même avec un condensateur d'accord de 0,5/100.

Le bobinage en câble sous tresse soie de très faible résistance électrique est soigneusement isolé par des plaquettes d'ébonite encastrées à l'extrémité des bras.

Un combinateur à trois positions effectuant la mise en série, série parallèle, et parallèle des enroulements permet de passer immédiatement des petites aux moyennes ou grandes ondes.

La forme rectangulaire du cadre B 421 lui donne une grande surface de réception malgré un encombrement très réduit. Son grand rendement permet l'audition des stations les plus éloignées et double ainsi la valeur du récepteur avec lequel il est employé.

Sa boussole d'orientation permet l'identification des postes entendus ou donne immédiatement la direction du poste désiré.

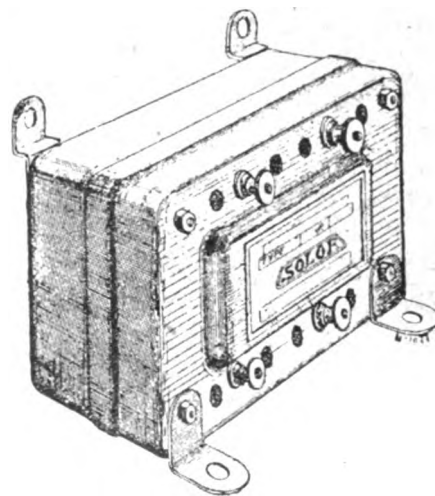
Toutes ces qualités techniques, alliées à la solidité de sa construction, à son élégance et à sa présentation parfaite, font du cadre B 421 un accessoire de réelle valeur.

Son prix modéré le met à la portée de tous.

..

SOLOR

Nouveaux transformateurs abaisseurs de tension à isolement parfait entre primaire et secondaire. Ces transforma-



teurs sont destinés à être intercalés entre les réseaux de distribution et certaines lampes mobiles dont la manipulation dans des endroits humides offre des dangers d'électrocution.

L'emploi d'un transformateur Solor, en abaissant à 20 volts la tension utile et en séparant entièrement la baladeuse du réseau d'éclairage, élimine ces dangers.

Gros : Étienne Lefebvre,
64, rue Saint-André-des-Arts
Paris.

SELS DE CHOC

On donne le nom de sels de choc à des bobinages capables de créer un certain obstacle à des courants de fréquence comprise entre deux limites déterminées. Choc n'est qu'une adaptation du verbe anglais to choke (étouffer) qui caractérise exactement le but de ces bobinages.

L'emploi des sels de choc est illimité et se justifie non seulement par des considérations théoriques, mais aussi par des améliorations pratiques incontestables apportées au fonctionnement des récepteurs.

Tout le monde connaît les ennuis résultant soit d'un changement de la pile de tension plaque pour des postes comprenant un ou plusieurs étages à haute fréquence, soit celui de l'antenne, des cordons d'alimentation, etc., opérations qui en somme modifient le couplage entre étages à haute fréquence à travers la résistance de la pile, ou la réaction entre les fils d'alimentation et l'antenne.

Tous ces maux proviennent de ce que la haute fréquence parcourt des circuits extérieurs au poste, plus ou moins longs. Il faut donc créer un choke à la sortie de ces courants, en un mot ne laisser sortir du poste que le courant continu.

de choc ; dévions aux points a et b les courants de haute fréquence sur — 4, — 80 au moyen de deux condensateurs à forte capacité (0,5 à 1 μ F) ; le poste, pour peu qu'il soit blindé, devient d'une capacité remarquable, le courant continu seul parvenant au positif de la pile de tension plaque.

tée pour des longueurs d'onde de 200 à 3.000 mètres. Un bobinage quelconque comporte toujours des capacités parasites entre spires, qui créent un chemin à la haute fréquence, de sorte que la self de choc perd toute son utilité. Aussi, dans la self de choc Unic, s'est-on efforcé de réduire ces dernières au minimum.

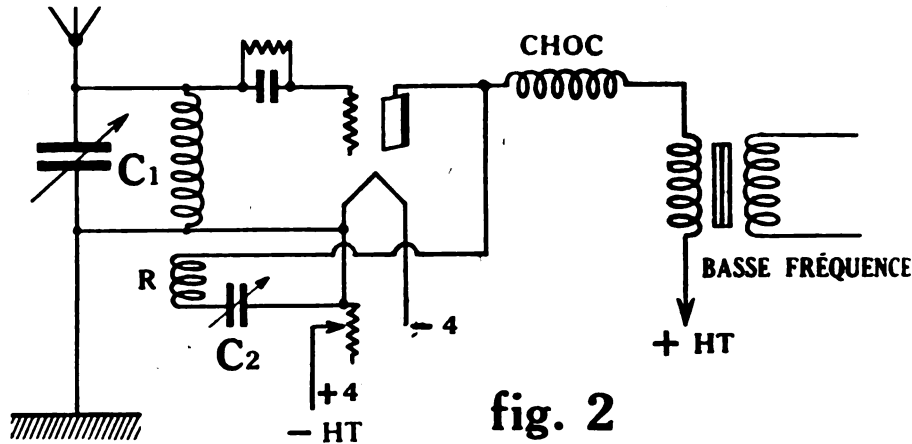


fig. 2

Montage de la self de choc sur la détectrice à réaction (fig. 2) : la haute fréquence, bloquée par la self de choc, suit le chemin de la bobine de réaction et du condensateur C2 (variable de 0,15 à 0,25 millièmes de microfarad) pour aller au commun + 4, — 80.

Ce dispositif, employé dans le schnell, permet d'avoir une bobine de réaction fixe, la réaction étant uniquement commandée par le condensateur variable C2. Avantage supplémentaire sérieux, surtout pour les ondes courtes : repérage exact des longueurs d'onde sur le cadran du condensateur d'accord, le réglage n'étant

au moyen d'une disposition spéciale de bobinage. Nous avons pu nous rendre compte de son efficacité non seulement au moyen de nos essais de laboratoire, mais aussi par son emploi sur un grand nombre de montages.

GAMMA

OSCILLATEURS. FILTRES ET TRANSFORMATEURS. MOYENNE FRÉQUENCE. ACCORDÉS. — Ces transformateurs comportent intérieurement leur capacité d'accord et sont réglés individuellement au laboratoire, sur une fréquence de 55 kilohertz. Leur rendement très élevé est dû au dimensionnement des enroulements et leur sélectivité a été spécialement étudiée pour n'apporter aucune déformation dans la gamme des fréquences audibles.

Le Filtre Moyenne Fréquence, accordé sur la même fréquence que les transformateurs, sert de l'entrée de l'amplificateur moyenne fréquence.

Le rendement total d'un amplificateur par transformateurs accordés est extrêmement grand à la condition que le filtre et chaque transformateur soit accordé avec une précision supérieure à 1 kilohertz. Avec un décalage de 3 KH sur un seul élément, le rendement baisse de 30 %.

Seules des méthodes de fabrication en série et des appareils modernes d'éclatage et de vérification permettent d'obtenir une précision semblable à un prix normal.

Le secondaire du filtre, par suite de son couplage serré avec le circuit primaire accordé, ne doit recevoir aucun

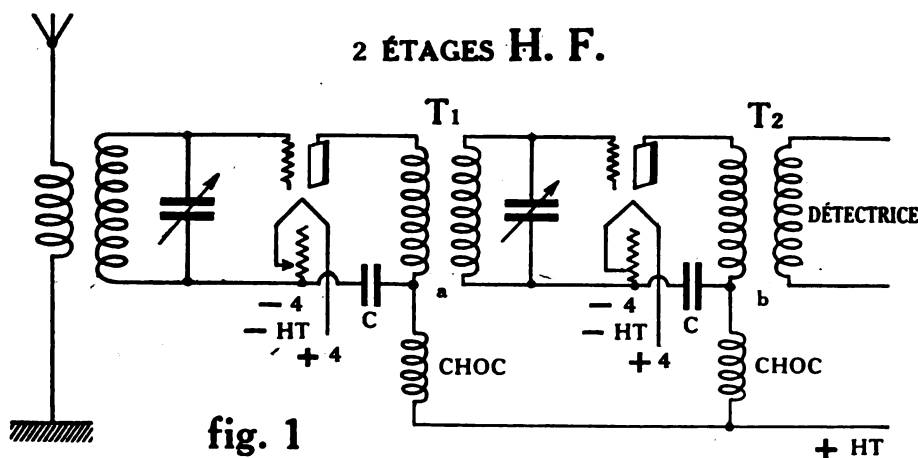


fig. 1

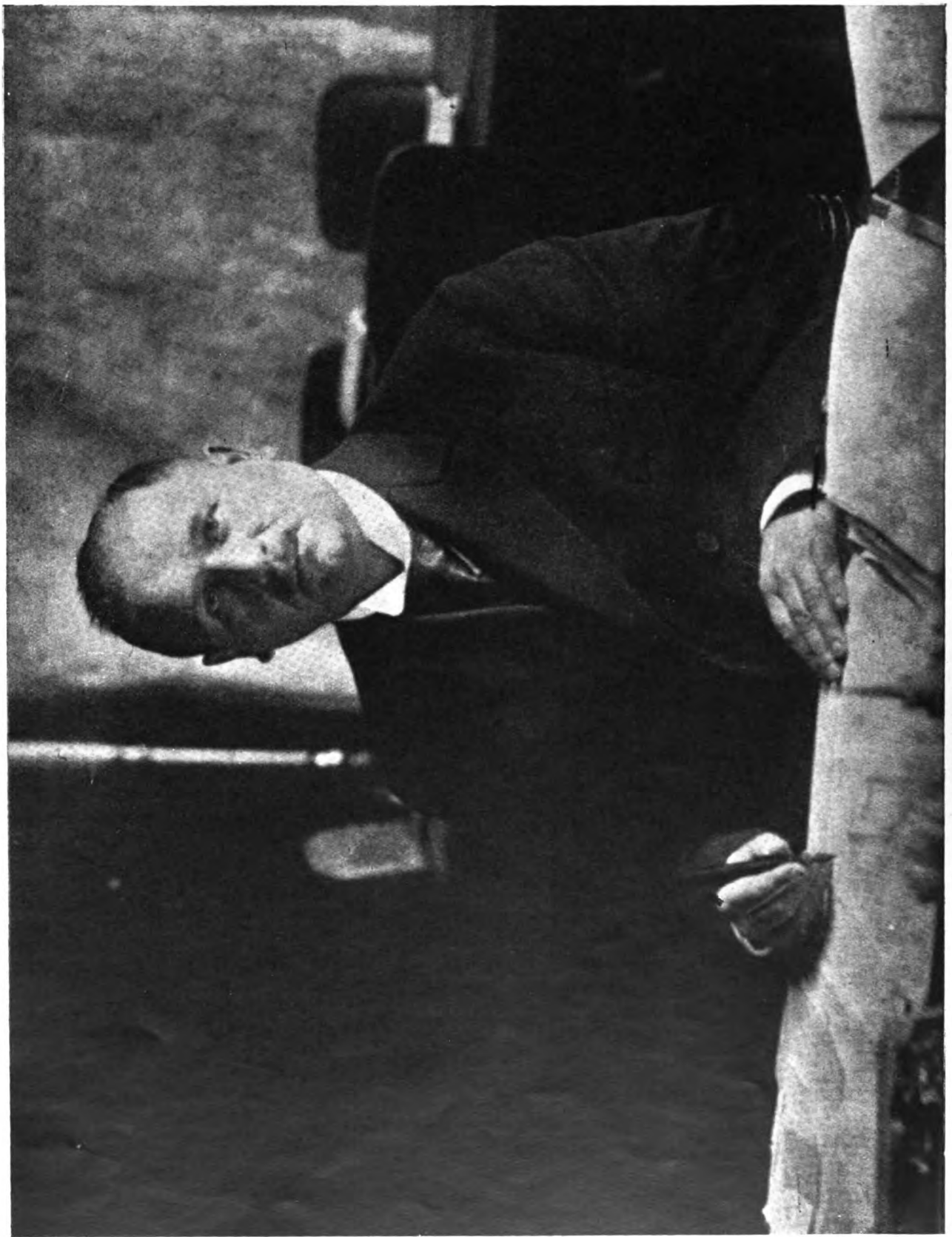
Soit deux étages à haute fréquence (fig. 1), les négatifs des batteries en commun (excellente méthode pour reporter toute oscillation au — 4, lequel est relié à la terre). A la sortie des primaires des transformateurs de haute fréquence, T1, T2 disposons en série des sels

plus influencé par la variation de la bobine de réaction, ainsi que cela se produit dans la détectrice à réaction ordinaire.

La self de choc Ribet et Desjardins (Unic), de capacités entre éléments de bobinage excessivement réduits, est adap-



LA STATION DE MONTE-GRANDE A BUENOS-AYRES



LE DOCTEUR BREDOW, SOUS-SECRÉTAIRE A LA RADIOPHONIE ALLEMANDE

condensateur supplémentaire. Toute capacité ajoutée sur les enroulements des filtres et transformateurs n'aurait pour résultat que de désaccorder l'élément considéré et de réduire le rendement total dans une proportion considérable.

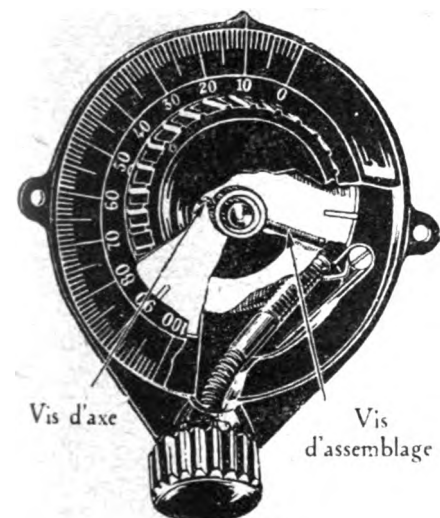
L'oscillateur Gamma comprend deux groupes de bobines ; l'un pour petites ondes et l'autre pour grandes ondes ; et il couvre la gamme de 240 à 2.700 mètres.

Les enroulements ont été spécialement étudiés pour que les réactions mutuelles ne produisent aucun couplage nuisible. Le contacteur spécial agissant uniquement par des contacts en argent au titre de 900/1000, assure des contacts à résistance extrêmement faible. L'encliquetage permet de le manœuvrer sans aucune hésitation.

L'encombrement très réduit est de 60 millimètres de diamètre sur 60 millimètres de long, bornes de connexions comprises.

RADIO-INVENTIC

DÉMULTIPLICATEUR STANDARD-MAJIC AU 1/110^{me}. — Ce nouveau démultiplieur utilise le principe de la vis d'Archimède.



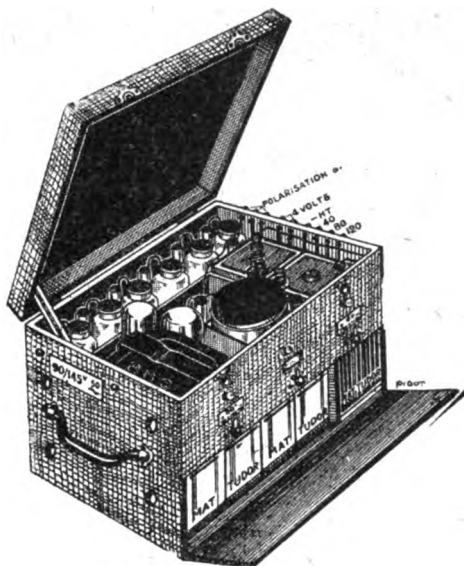
Il se place instantanément sur n'importe quel condensateur auquel il imprime la commande directe ou démultipliée, il est livré avec un canon correspondant à l'axe du condensateur.

Le Standard-Majic d'une présentation soignée se compose en principe d'une couronne en laiton taillé, commandée par une vis sans fin qui obéit à la moindre impulsion, ce qui permet des réglages faciles.

Sauf les organes mécaniques, le Standard-Majic est en bakélite. Le démultiplieur Standard-Majic est d'un encombrement très réduit répondant aux desiderata des constructeurs de postes portatifs.

ALIMENTATION TOTALE

4, 40, 80, 120 volts et double polarisation basse fréquence pour poste de 2 à 8 lampes (surperhétérodyne, etc.), fonctionnant de 85 à 145 volts ou de 200 à 250 volts (spécifier à la commande) (alternatif 50 périodes), sans aucune



modification des connexions. Redressement des deux alternances. Débit rigoureusement contrôlé par tube spécial régulateur et résistances métalliques en gaz rare sur les deux circuits d'alimentation.

Fournie avec batteries Tudor 4 volts 40 ampères-heure Accupile et Isolair 80 volts 2 ampères-heure (type chemin de fer). Lampes de contrôle automatique de charge et de décharge, permettant d'éteindre les postes non munis d'interrupteurs « marche, arrêt », évitant donc l'oubli du poste en marche après le radio-concert. Fusible de protection sur 4 et 80 volts. Aucun contact avec le courant du réseau ; plus de lampes de T. S. F. grillées. Peut donc recharger, même pendant les auditions, sans aucun risque.

Présentation luxueuse en mallette simili-cuir irréprochable au point de vue technique et esthétique.

Fonctionnement garanti ; aucun entretien, pas de manipulation d'acide, quelques gouttes d'eau distillée tous les six mois au plus. Aucun échauffement du liquide ni du transformateur.

La recharge des batteries est faite simultanément en 48 heures au maximum, soit en moyenne une fois par mois sur un poste à 6 lampes. Capacité équilibrée à la charge comme à la décharge sur 3 lampes comme sur 6 à 8 lampes ou plus.

Sur demande, ce coffret est fourni avec 2 voltmètres vissés sur le panneau avant : un de 160 volts et un de 6 volts avec bouton-poussoir spécial pour chaque appareil.

LES LAMPES TEKADE

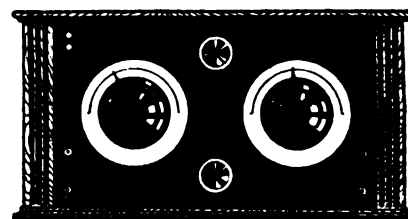
La grande nouveauté de la Foire de Paris en matière de lampes de réception a été, cette année, l'apparition des lampes doubles et triples Tekade. Ces lampes construites suivant une technique nouvelle qui constitue un gros progrès dans le domaine des lampes à consommation réduite, présentent une accessibilité absolue de toutes leurs électrodes. On peut ainsi réaliser, avec elles, les combinaisons de montages les plus variées, sans que l'on soit limité par l'existence, d'un montage choisi plus ou moins dans les ampoules elles-mêmes, heureusement par le constructeur, comme cela se rencontrait dans certaines lampes multiples offertes, il y a deux ans, sur le marché français.

La Tekade construit également des lampes des types courants (détectrices, amplificatrices haute et basse fréquence, lampes de redressement). Signalons enfin les Tekade à chauffage indirect du filament qui donnent une solution élégante et définitive de l'alimentation complète des amplificateurs sur les secteurs alternatifs. Ces lampes, qui simplifient considérablement l'utilisation pratique des récepteurs de T. S. F. ou des amplificateurs phonographiques, sont destinées à favoriser le développement et la vulgarisation des appareils à lampes dans une proportion qui dépassera sans nul doute les prévisions les plus optimistes.

NEUTRO-STATIC AB 4

Brevets Alain Boursin

Appareil très sensible et d'une sélectivité parfaite (1 haute fréquence, 1 détectrice, 2 basse fréquence) donnant, sur antenne même réduite, d'excellents résultats en fort haut-parleur.



Conception entièrement nouvelle due à de récents brevets qui apportent à la technique de la T. S. F. des perfectionnements portant sur la sélectivité, la pureté et la puissance des auditions et qui constituent un progrès énorme dans les réceptions radiotéléphoniques.

Radio-Basque — Gochoki-Marracq, Bayonne.

FERRIX

Dont le nom est synonyme de transformateurs pour les 5 millions de clients de cette marque, présente sa série infinie de transformateurs pour tous les usages : remplacement des piles de sonneries comme des piles de 80 volts en T. S. F.; recharge des accumulateurs pour tous les besoins : T. S. F., autos ou laboratoires; transformation de tous les courants alternatifs des réseaux en des courants ayant d'autres caractéristiques, par exemple haute tension pour les transformateurs d'essais d'isolement ou pour l'émission, ou basse tension pour tous les usages domestiques ou industriels.

Avec l'ancienne présentation comportant des fils et facilitant dans de nombreux cas les connexions, Ferrix présente sa nouvelle forme avec bornes.

**

E M F
ÉTABLISSEMENTS

MÉTALLURGIQUES DU FOREZ

La nécessité d'un triple contrôle sur l'alimentation des postes de T. S. F. s'impose :

- 1° Pour la vérification de la tension de chauffage ;
- 2° Pour la vérification de la tension « plaque » ;
- 3° Pour le contrôle individuel des éléments de batterie qui évite de réformer une batterie entière pour le défaut ignoré d'un seul élément et qui permet de connaître — point très important pour les éléments de chauffage — le moment précis où il est nécessaire de recharger la batterie.

Pour permettre aux amateurs d'effectuer les mesures nécessaires, les établissements EMF ont mis au point des voltmètres à trois sensibilités dont les qualités techniques sont les suivantes :

- 1° Ils restent toujours comparables à eux-mêmes, car ils ne possèdent aucun élément susceptible de s'altérer avec le temps.
- 2° Leur résistance ohmique est excessivement élevée, ce qui permet des mesures de tension exactes.
- 3° L'emploi de 3 échelles distinctes et séparées et l'amplitude de 90° donnée à chaque aiguille permettent des divisions espacées facilitant des lectures précises.
- 4° L'équipage mobile très léger est idéal au point de vue de l'amortissement des oscillations.
- 5° Ils peuvent pratiquement rester en circuit d'une façon continue sans échauffement dangereux.
- 6° Ils peuvent être utilisés sur courant alternatif comme sur courant continu.

Les boîtiers en nickel d'horlogerie soigneusement polis — les cordons en soie rouge et noire — les prises de contact en galalithe de couleur — complètent l'élégante présentation d'un appareil déjà remarquable par la précision de son montage et le fini de sa fabrication.

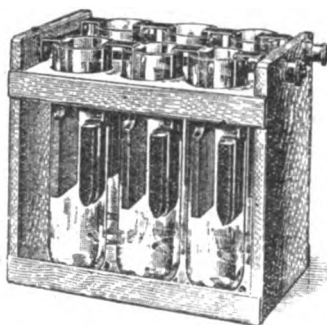
**

LES PILES WYLEF

On sait que la pile à oxyde de cuivre est la plus puissante et la plus constante de toutes ; mais le prix très élevé des matières qu'elle consomme, en a jusqu'ici prohibé l'emploi.

Dans l'élément « Wylef », l'oxyde de cuivre régénérable supprime le remplacement de ce produit coûteux à chaque recharge ; la pile ne consommant plus que du zinc et de la soude, devient la plus économique de toutes les piles (même énergie que les accumulateurs).

PRINCIPE. — Dans une simple dissolution de soude dans l'eau sont immergées une électrode en oxyde de cuivre formant le pôle positif et une électrode en zinc formant le pôle négatif de l'élément ; la solution alcaline n'ayant aucune action sur ces matières à circuit ouvert, la pile peut rester indéfiniment chargée sans subir d'attaque locale ; si l'on ferme le circuit, l'électrolyse a lieu ; le zinc se consomme proportionnellement au travail électrique fourni ; l'oxyde de cuivre dépolarisant, cédant son oxygène, se réduit en cuivre métallique.



FORCE ÉLECTRO-MOTRICE. — Elle est de 0,9 volt A circuit fermé, la différence de potentiel varie avec le débit demandé, comme dans toutes les piles et accumulateurs.

RÉSISTANCE INTÉRIEURE. — La résistance spécifique des solutions alcalines, très inférieure à celle des solutions salines employées dans les piles usuelles, est du même ordre de grandeur que la résistivité des solutions sulfuriques des accumulateurs au plomb ; la pile à oxyde de cuivre est donc, comme ces derniers, susceptible de débits très intenses.

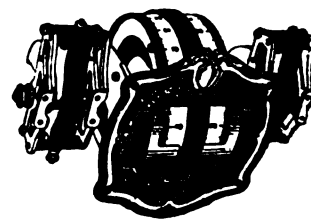
COURT-CIRCUIT. — Il n'a pas d'influence nuisible sur la pile, contrairement à ce qui se passe avec les accumulateurs qui dans ce cas sont mis rapidement hors de service ; le courant de régime du court-circuit s'établit, et se maintient avec une constance remarquable pendant toute la durée de la décharge ; il n'en résulte qu'un échauffement normal de l'électrolyte par effet Joule ; c'est la seule pile au monde qui présente cette heureuse particularité.

POLARISATION. — Toutes les piles, lorsqu'on leur demande un courant trop intense ou lorsqu'elles sont mises accidentellement en court-circuit se polarisent rapidement ; le courant tombe à zéro en quelques minutes. La pile Wylef est absolument impolarisable ; c'est pourquoi elle débite un courant intense et constant en court-circuit.

**

AMERICAN RADIO CORPORATION

DÉMULTIPLICATEURS A TAMBOUR « DRUM-DIAL ». — Toute présentation moderne de poste récepteur de luxe exige l'utilisation de condensateurs variables manœuvrés par tambour et non par disques. Le condensateur double



à tambour se compose de deux condensateurs variables simples disposés comme le montrent les figures et commandés chacun par un tambour d'assez grand diamètre en bakélite. Les parties molliées de ces deux tambours sont placées côte à côte et le doigt peut facilement manœuvrer l'un ou l'autre des condensateurs ou les deux à la fois. Chacun des grands tambours est accompagné d'un petit tambour démultipliateur qui permet les réglages fins. Les deux condensateurs sont indépendants l'un de l'autre électriquement et mécaniquement, mais toute liaison nécessaire pourra, bien entendu, être réalisée. Ces condensateurs peuvent être simples, doubles ou triples, circonstance permettant toutes les combinaisons imaginables et les réalisations modernes les plus complexes.

Si on le désire, il serait également possible de monter deux condensateurs sur le tambour simple.

Les deux tambours et les roues molliées de démultipliation s'encastrent dans

le panneau et le tout est recouvert d'une plaquette de bronze doré de style Louis XV du plus heureux effet. L'ensemble se fixe très aisément et donne au poste une présentation artistique. Un gabarit de perçage est fourni avec chaque appareil. Les condensateurs « Pilot » (Centraline ou Compact) s'adaptent parfaitement au « Drum Dial ».

UN NOUVEAU CHARGEUR D'ACCUMULATEUR.

LES FABRIQUES D'APPAREILLAGE ET DE CABLES ÉLECTRIQUES DU NORD « F. A. C. E. N. », 1 et 3, rue Sans-Pavé, à Lille, représentants des Constructions Radioélectriques d'Asnières, viennent de présenter, à l'occasion de la Foire Commerciale de Lille, le nouveau chargeur automatique P. B.



Ce chargeur, du type à valve, fonctionne avec la valve Philips 1010 et la régulatrice de la même marque 1011.

Il appartient donc à cette catégorie des chargeurs à valves à qui ses avantages confèrent de plus en plus la faveur d'un public averti.

Vous connaissez ces avantages. Ils sont de ceux qui comptent et méritent qu'on y prenne garde : disjonction automatique en cas de panne du secteur, fonctionnement silencieux, ni liquide ni pièce en mouvement. Et, chose toujours appréciée, un fonctionnement ne nécessitant aucune surveillance.

Le chargeur automatique P. B. possède naturellement tous ces avantages, mais il en possède aussi quelques autres qui lui sont bien particuliers et qui procèdent aussi bien des soins apportés à sa fabrication que de l'heureuse conception de son constructeur.

L'appareil est monté sur un socle en aluminium fondu joliment décoré et givré et d'une robustesse à toute épreuve qui porte et dissimule l'ensemble des connexions.

Sur le socle se trouvent les transformateurs comportant des bobinages en spires rangées à couches isolées. Ces transformateurs isolés entre enroulement et entre enroulement et masse sont essayés à 1.200 volts.

Ils offrent donc, comme d'ailleurs l'ensemble de l'appareil, les plus sérieuses garanties de long et fidèle service et d'ailleurs les Constructions Electriques d'Asnières, certaines de la haute qualité de leur nouveau chargeur, le livre avec un bon de garantie d'une année.

La partie inférieure du socle reçoit le commutateur à 3 positions qui permet, après avoir branché les accus et le secteur, une fois pour toutes, de passer instantanément, par la simple manœuvre d'un bouton de la position écoute à la

position charge. Cette heureuse solution simplifie, à l'extrême, les manœuvres à effectuer pour la charge des accus de 4 et 80 volts.

Une mention spéciale doit être réservée au commutateur par l'intermédiaire



duquel s'effectuent les manœuvres et qui est d'une exceptionnelle robustesse. Tous les contacts sont assurés par une bille mobile qui, venant se placer dans un logement, assure un contact toujours franc.

Un tel appareil, sérieusement étudié, soigneusement conçu, fait honneur à la construction française et aussi à l'habileté technique de nos ingénieurs. Son prix peu élevé (350 francs complet avec valve) et qui est, il convient de le remarquer, la seule dépense dont il faille tenir compte, la consommation de courant étant négligeable, en fera l'appareil préféré des sans-filistes qui désirent goûter leur distraction favorite avec le minimum de dérangement et le maximum de sécurité.



LE SUPRADYNE TROIS-SIX

décrit dans le présent numéro
a été monté avec du matériel

A. C. R. M.

Parce que :

- Son oscillateur toutes ondes 1929,
- Ses filtres moyenne fréquence,
- Ses transformateurs moyenne fréquence,
- Ses statoformers,
- Ses supports de lampes,

sont des éléments étudiés et homogènes qui seuls, assurent
un parfait fonctionnement des montages modernes.

ATELIERS DE CONSTRUCTION RADIOÉLECTRIQUE DE MONTRouGE
35, Rue Marcelin-BERTHELOT — MONTRouGE
ALÉSIA 00-76

En écrivant aux Annonceurs, citez Radioélectricité et Q S T Français

COMMISSION TECHNIQUE
DE L'UNION INTERNATIONALE DE RADIOPHONIE

CONTROLE A DISTANCE DES FRÉQUENCES DES ONDES PORTEUSES DES STATIONS D'ÉMISSION

Rapport N° 24 — Avril 1929

NOTA. — 1. Toutes les mesures figurant dans les graphiques ont été effectuées au Laboratoire de Contrôle de la Commission Technique de l'U. I. R. à Bruxelles, en partant du diapason standard à 1.000 périodes.

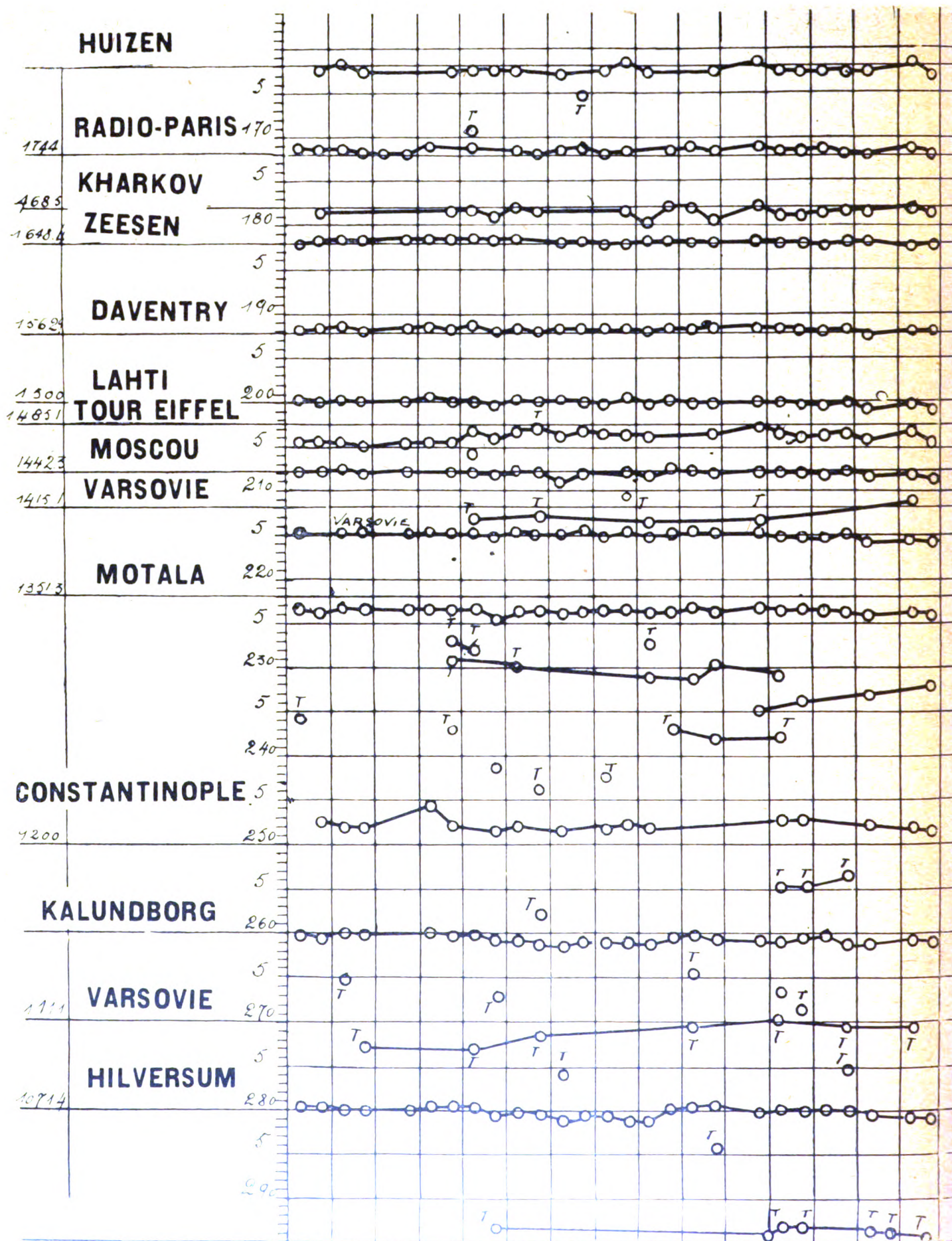
Elles sont complétées éventuellement par les mesures effectuées au Laboratoire de Contrôle de Berlin du Telegraphen Technisches Reichsamt et au Laboratoire de Contrôle de Keston (près de Londres) de la British Broadcasting Corporation

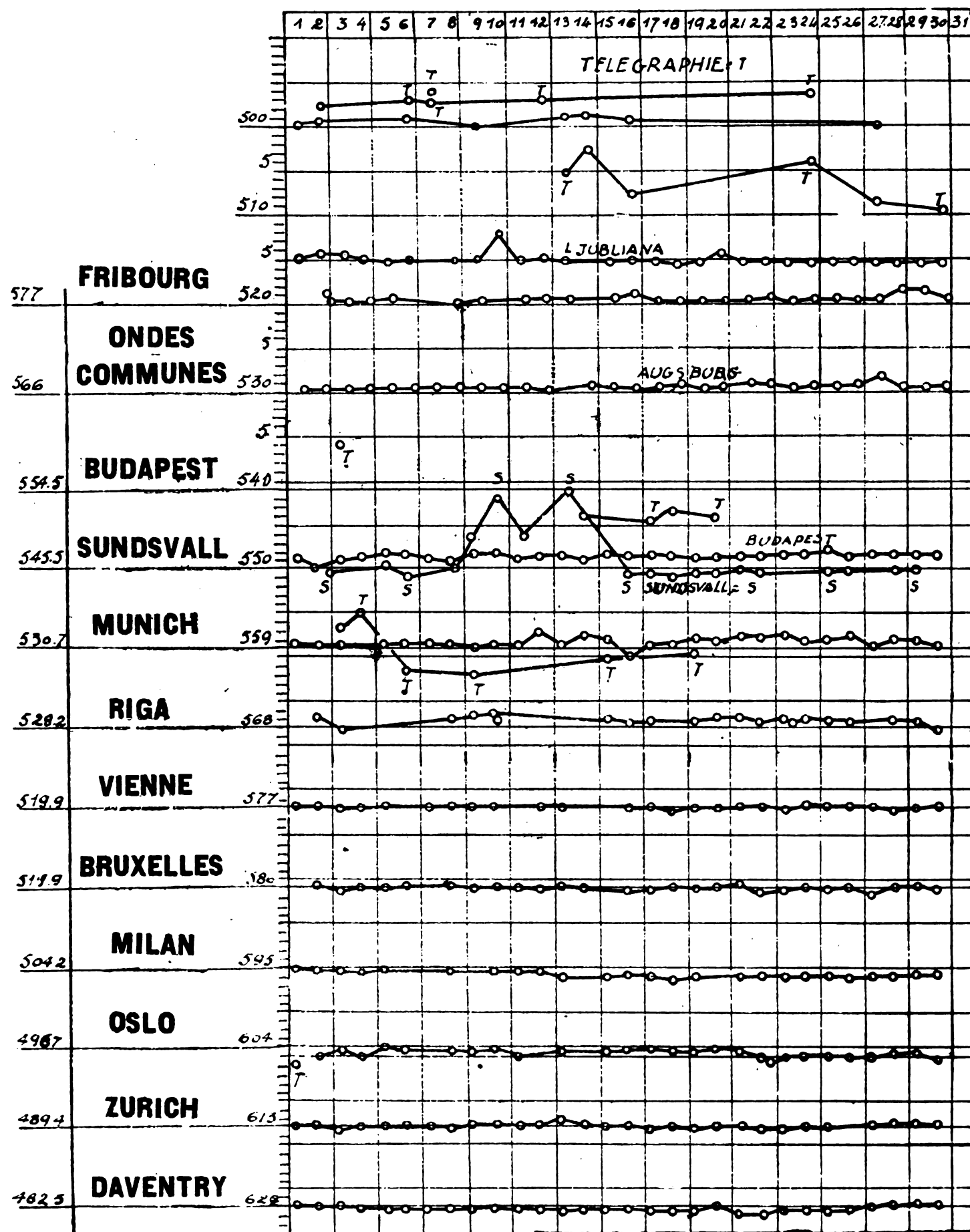
2. Les points d'interrogation indiquent qu'il n'a pas été possible d'identifier la station avec certitude au moment de la mesure.
3. Les valeurs sont indiquées en kilohertz (kilocycles ou kilopériodes).

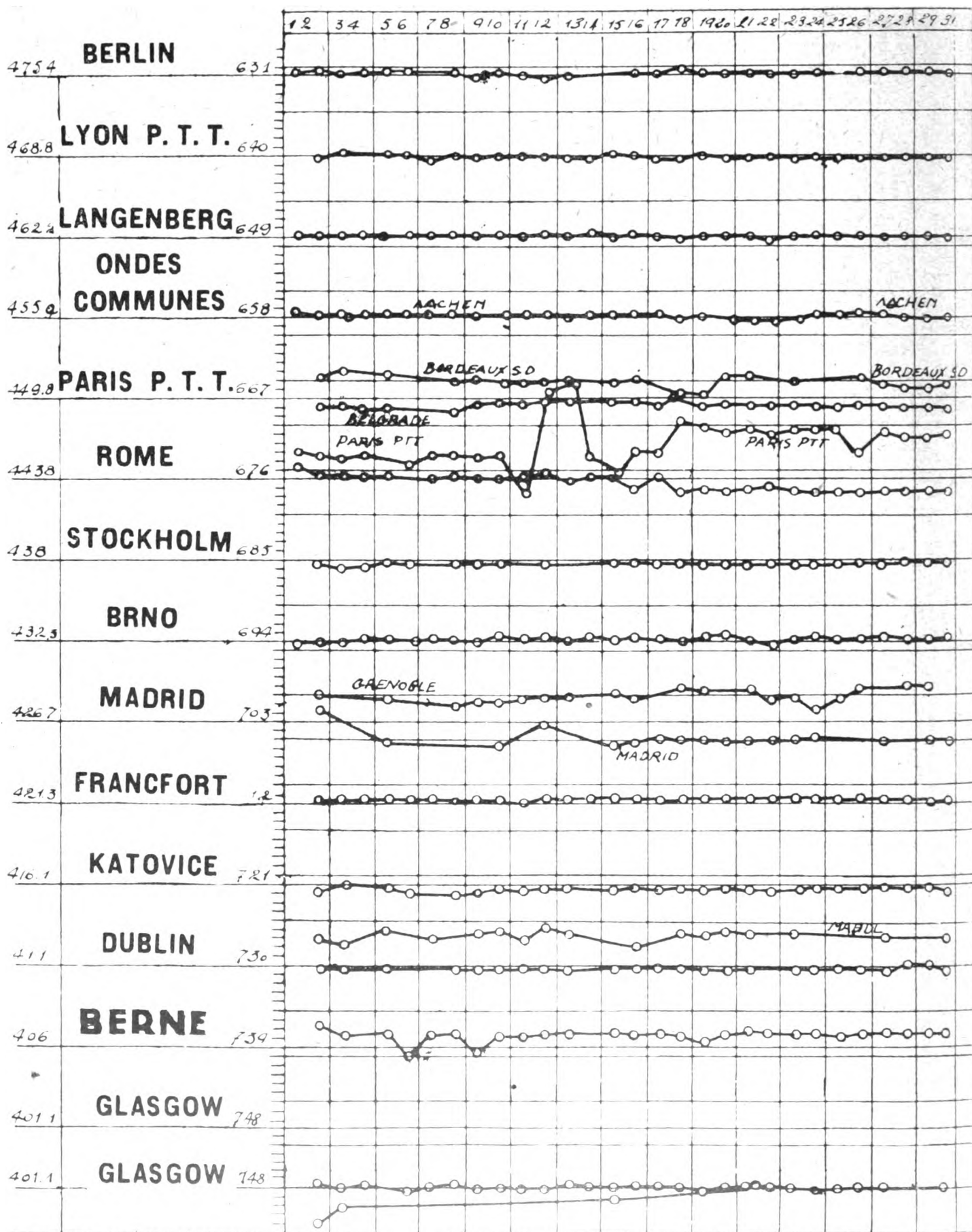
Bruxelles, le 5 Mai 1929.

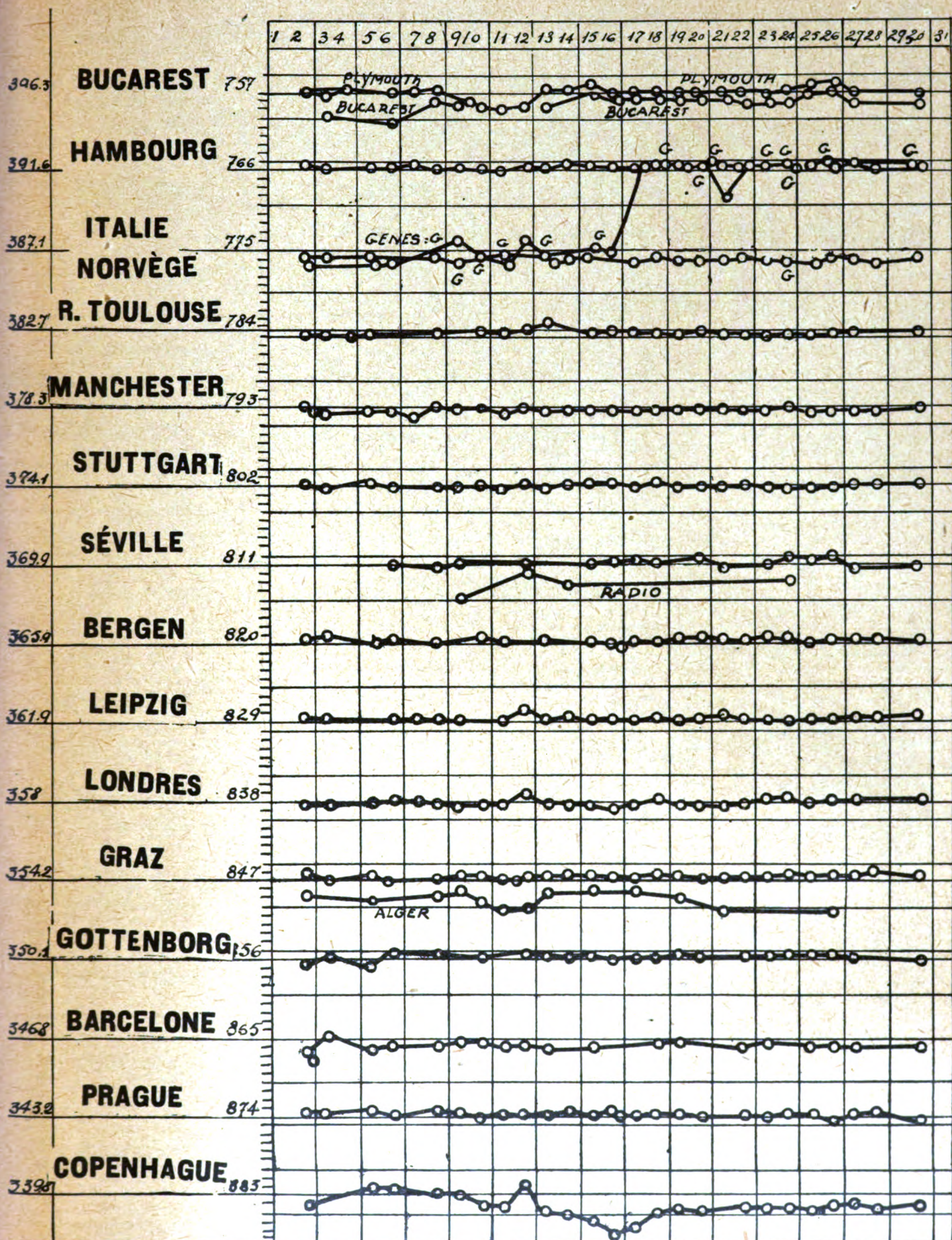
Le Président de la Commission Technique :

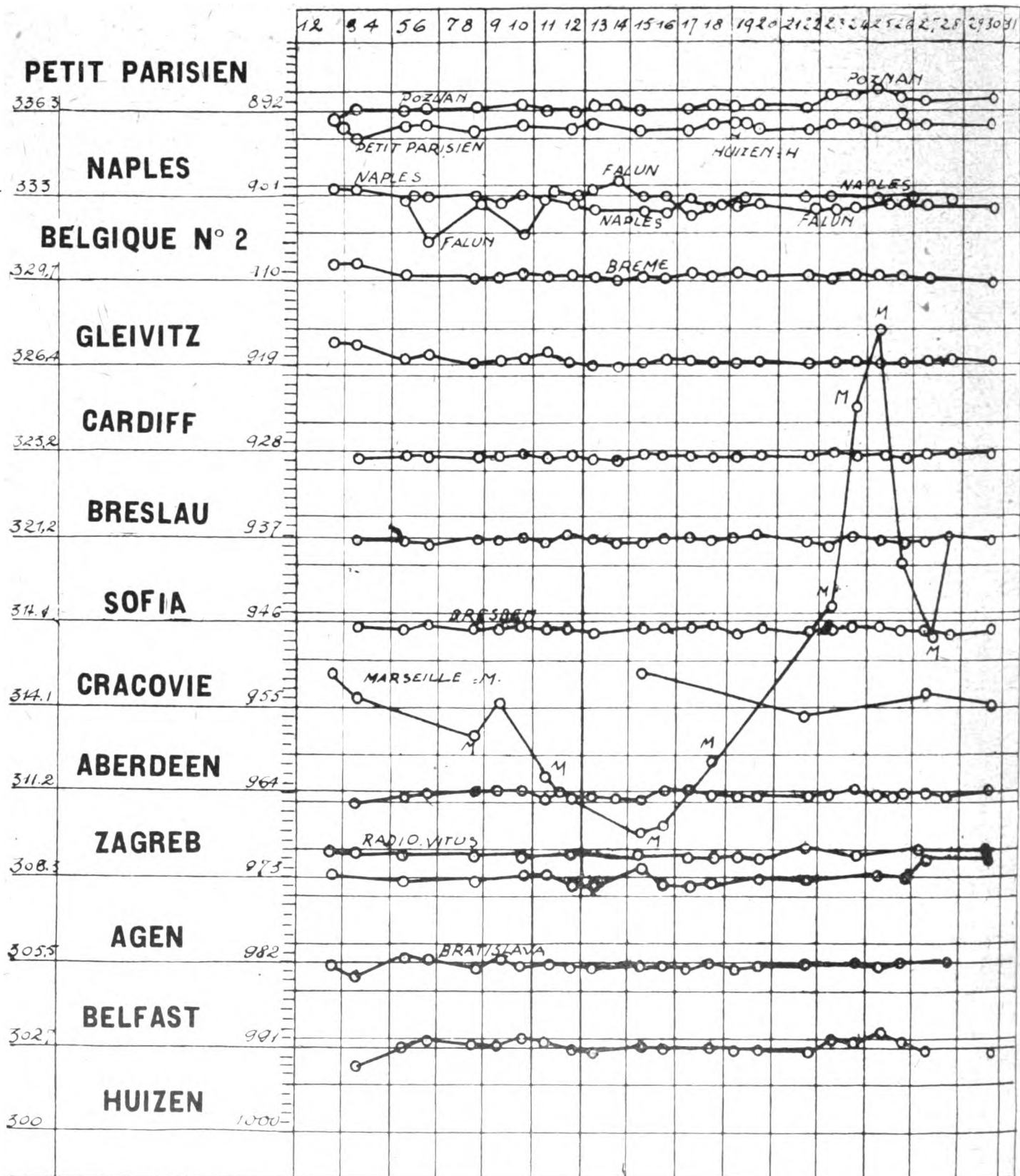
Raymond BRAILLARD

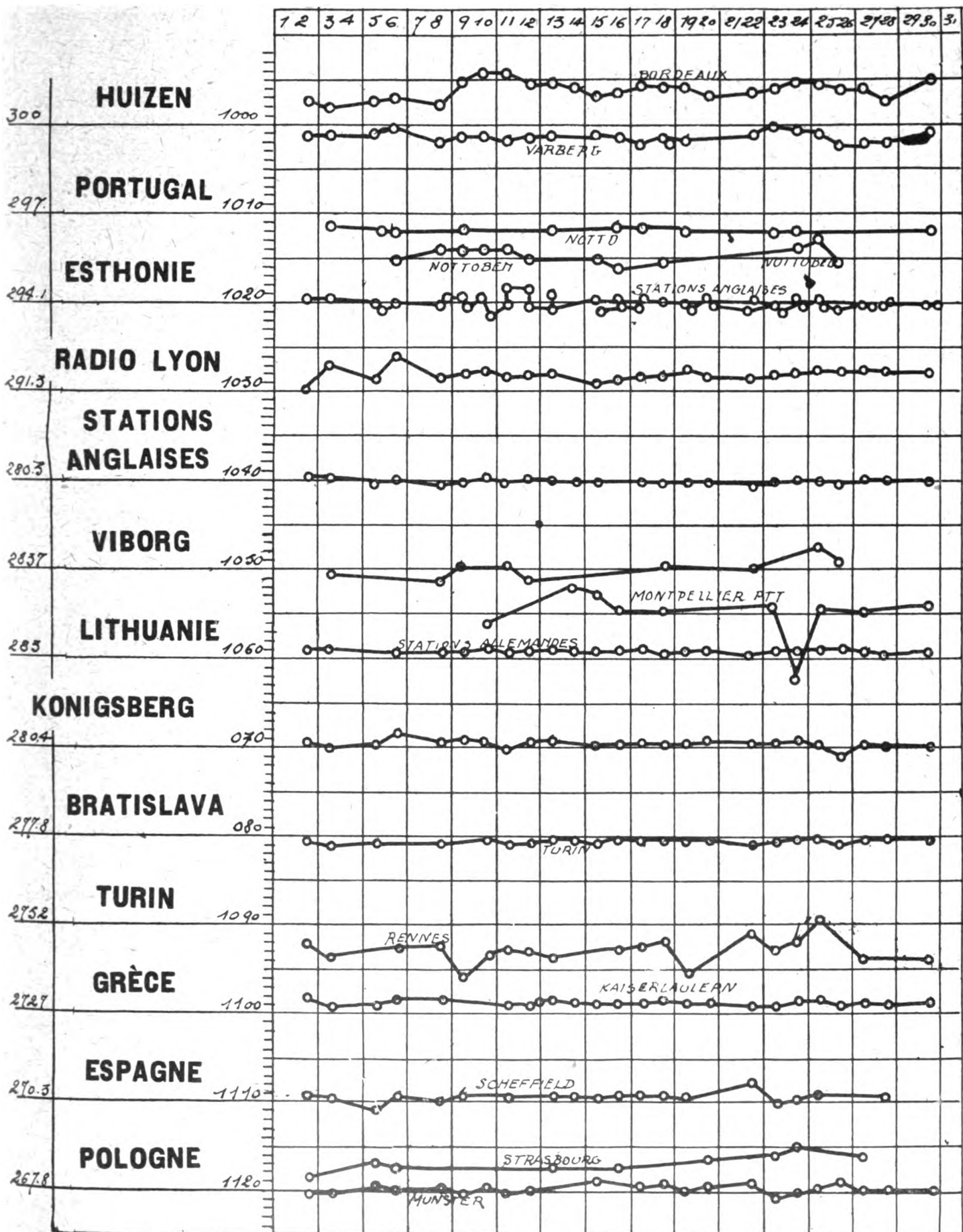


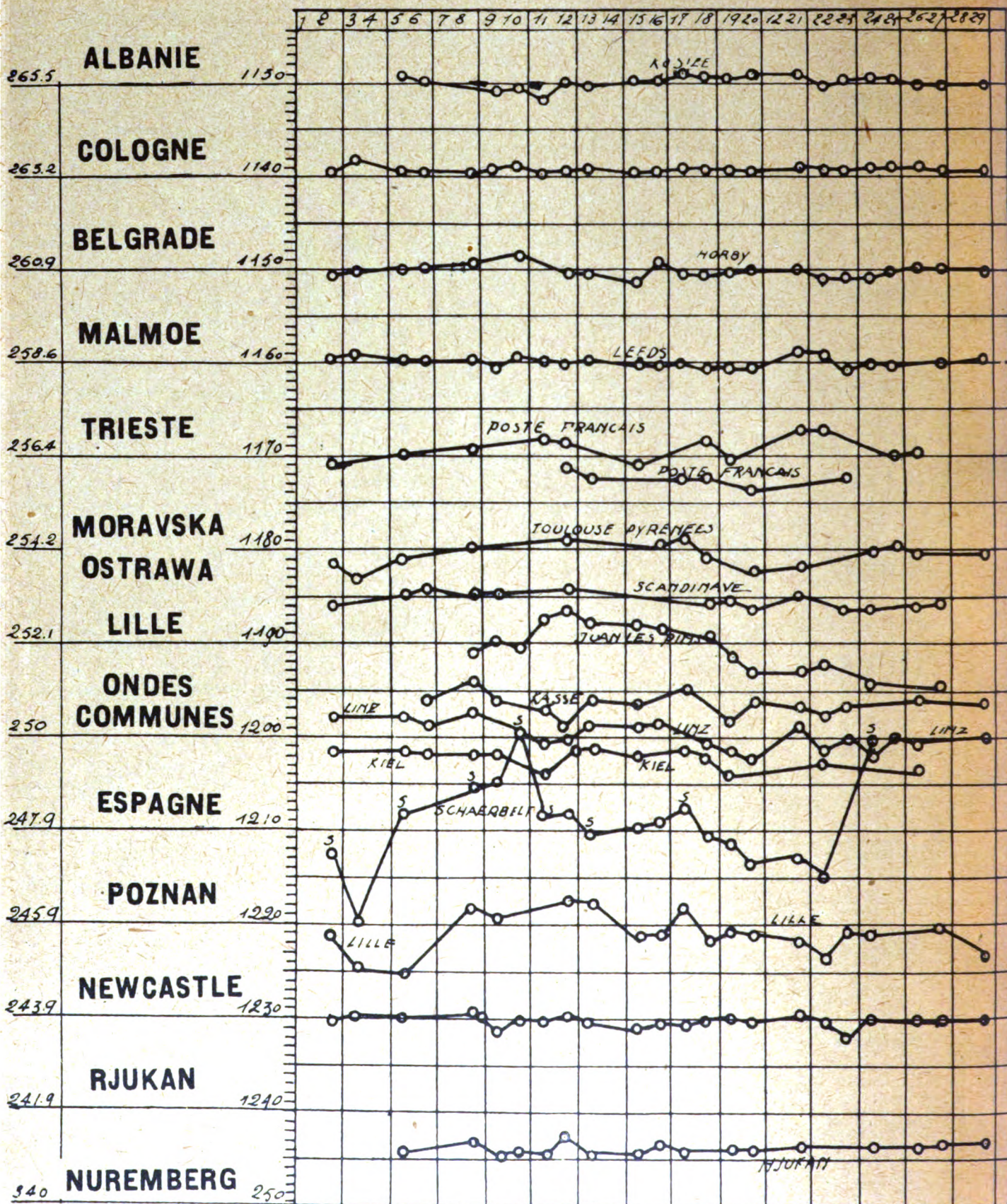


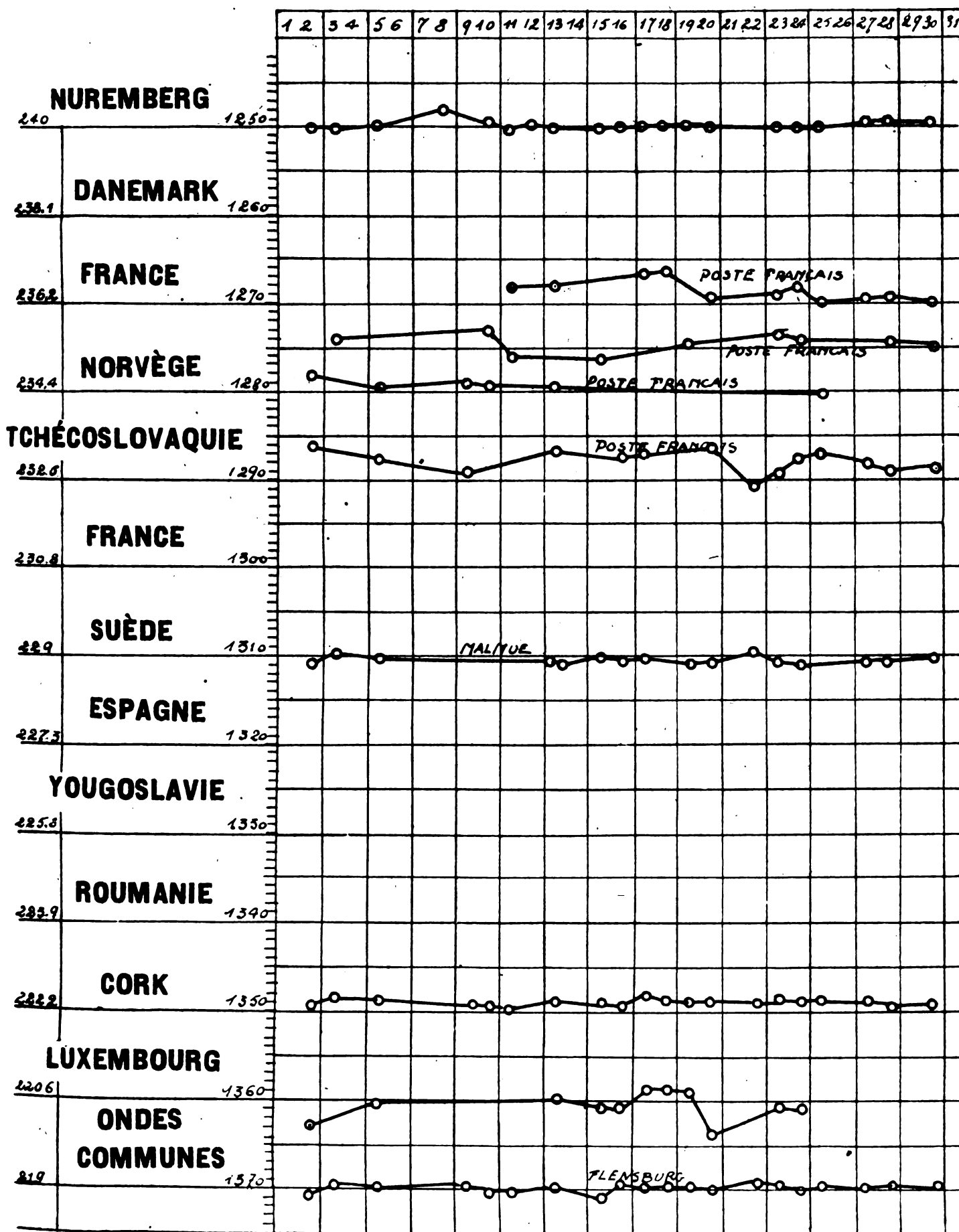


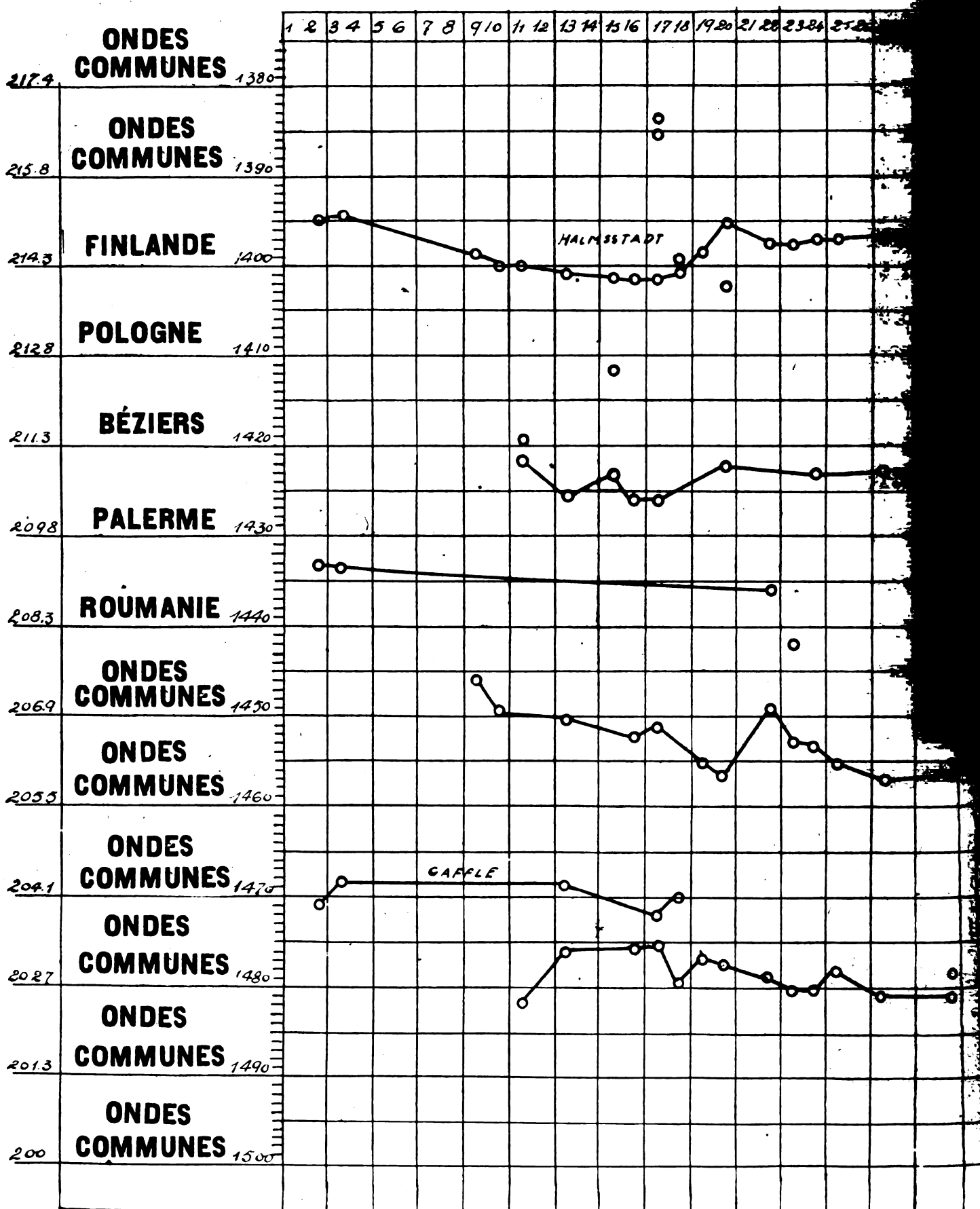








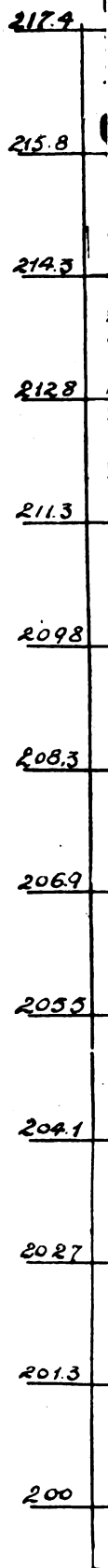




63-72

Pages

37
40
46
48
52
57
61
65
68
71



RADIOELECTRICITE

ET



~ FRANÇAIS ~

Paraissant le 1^{er} de chaque mois

ABONNEMENTS :

France et Colonies.. .. 70 fr. par an
Etranger 100 fr. par an

DIRECTION, ADMINISTRATION, PUBLICITÉ :

53, rue Réaumur, PARIS (2^e)

TÉLÉPHONE :

Louvre 03-72

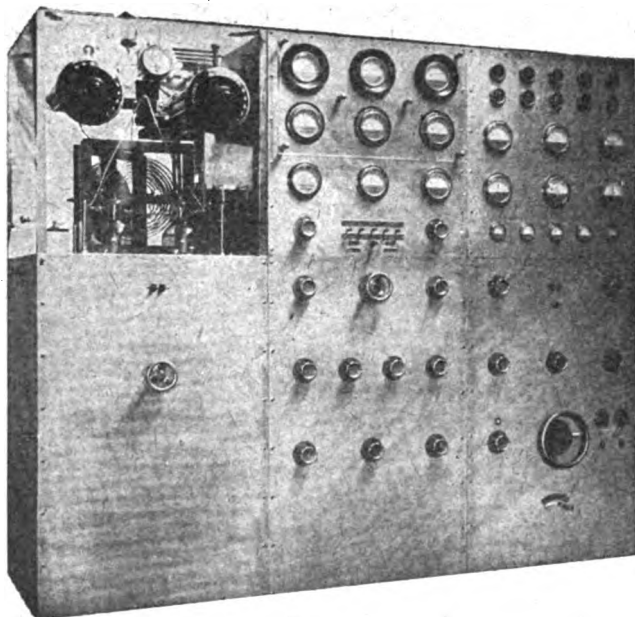
Directeur : Henry ÉTIENNE

Sommaire :

| | Pages | | Pages |
|---|-------|---|-------|
| Le courant électrique (Général CARTIER) | 3 | Appareils, méthodes et formules de mesures (<i>Suite</i>) (Jean VIVIÉ, Ingénieur civil des Mines) | 37 |
| Observations radiotélégraphiques pendant l'éclipse de soleil du 29 juin 1927 (Léon de La FORGE) | 4 | Les haut-parleurs électrodynamiques (H. DELFOSSE) | 40 |
| Les rayons X (Pierre BLANC) | 9 | Le supradyné G. E. 6 (R. ALINDRET) | 46 |
| Le multiplex Marconi-Mathieu pour radiosignalisation (G.-A. MATHIEU) | 15 | Le pick-up V. 64 (R. LEPESQUEUR) | 48 |
| Un peu d'histoire (<i>Suite</i>) (L. D.) | 20 | Tour d'Europe radiophonique (Alex SURCHAMP) | 52 |
| A propos de vibrations acoustiques | 21 | Le Split Coil Hartley (André PLANÈS-PY, f8EI) | 57 |
| En parcourant la foire de Paris | 21 | Conseils d'un bricoleur | 61 |
| L'amplificateur d'enregistrement | 22 | Revue de la presse étrangère | 65 |
| Résonance et sélectivité (<i>Suite</i>) (Y. DOUCET) | 25 | Nouveautés industrielles | 68 |
| La question de l'amplification (<i>Suite</i>) (P. OLINET) | 31 | Contrôle à distance des fréquences des ondes porteuses des stations d'émission (<i>Suite</i>) | 71 |

Reproduction interdite pour tous pays, y compris la Suède et la Norvège (Copyright by Henry Etienne, Paris).

POSTE DE BROADCASTING
2 kilowatts à commandes automatiques



Établissements G.-I. KRAEMER
16, rue de Châteaudun, ASNIÈRES (Seine)

Téléphone : WAGRAM 86-72
ASNIÈRES 12-45 - 12-49

**L'ENSEMBLE
MOYENNE FRÉQUENCE**

“ spécial-écran, boîtier rouge ”
utilisé pour la réalisation du montage

SUPRADYNE GE. 6

décrit dans ce numéro,
a été fourni par les Et^{ts}

RIBET ET DESJARDINS



10, Rue Violet, PARIS

■
Notices
Catalogues
et tous renseignements
franco

Tél. : SÉGUR 73-44

R. C. Seine 22.262

LA PRÉCISION ÉLECTRIQUE
10, Rue Crocé-Spinelli - PARIS (XIV^e)

CAPACIMÈTRES

ET

ONDEMÈTRES

DE

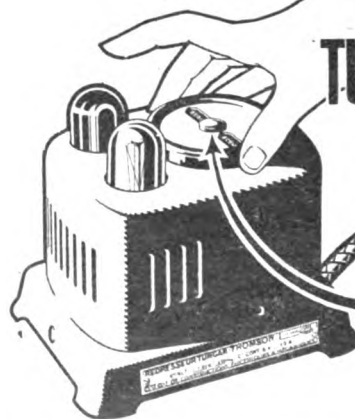
PRÉCISION

**Le problème de l'alimentation pratique
des Batteries de T. S. F. est définitivement**

résolu par le

REDRESSEUR

**TUNGAR JUNIOR
TRIPLEX** (BREVETS THOMSON)



Avec
Combinateur
à 3 positions

Charge des batteries
filament
Ecoute
Charge des batteries
tension plaque

Supprime tout changement de connexions

Entre



SOCIÉTÉ GÉNÉRALE
DE CONSTRUCTIONS
ÉLECTRIQUES & MÉCANIQUES
(ALSTHOM)

SERVICE DES REDRESSEURS DE COURANT 364, Rue Lecourbe PARIS

En écrivant aux Annonceurs, citez Radioélectricité et Q S T Français

LES PHÉNOMÈNES de PROPAGATION

Le courant électrique

par le Général CARTIER

■ ■ ■ ■ ■

DANS les articles précédents, nous avons défini *objectivement* le courant électrique et donné quelques formules simples correspondant à cette définition :

Intensité : $i = s.d.u$

Pression transversale : $P_t = \frac{1}{3} d \cdot U_q^2$

Pression longitudinale :

$$E = d \cdot u^2 \cdot f \left(\frac{u}{U_e} \right)$$

Puissance : $W = \frac{1}{2} s.d.u^2$

Quantité d'électricité : $Q = s.d.l$

La pression longitudinale et la pression transversale sont exprimées par unité de surface.

Dans ces formules, s représente la section du courant qui est évidemment inférieure à celle du conducteur : on ne connaît pas le rapport de ses sections, qui dépend naturellement de la constitution du conducteur.

Dans la pratique, on ne fait état que de la section du conducteur qui est la seule qu'on puisse mesurer. La substitution de cette section à celle du courant, dans les formules ci-dessus, devrait être affectée d'un coefficient.

Nous avons vu que la pression longitudinale diminuait le long d'un conducteur et que la différence de pression longitudinale entre deux sections séparées par une longueur l , était proportionnelle à l : cette différence de pression longitudinale entre deux sections d'un conducteur correspond à la *tension électrique* entre ces deux sections. Si les deux sections se trouvent respectivement au pôle — et au pôle + de la génératrice, la tension électrique entre ces deux pôles s'appelle la *tension de la génératrice*.

Comme nous l'avons vu, c'est la variation de u^2 sur une longueur l de conducteur qui est proportionnelle à l :

$$\Delta u^2 = K.l$$

La variation correspondante de E , ou la tension électrique entre les extré-

Nos lecteurs suivent avec intérêt, depuis le 1^{er} numéro du Q. S. T. français, les articles originaux du général Cartier sur la radiophonie en général et, en particulier, sur les phénomènes de propagation des ondes.

Ces phénomènes étant encore assez peu connus, il nous a semblé utile de rassembler sous une seule et unique rubrique consacrée aux phénomènes de propagation toutes les études y ayant trait.

mités de la longueur l de conducteur, est aussi proportionnelle à l :

$$\Delta E = d \cdot f \left(\frac{u}{U_e} \right) \cdot Kl$$

De même, la différence de puissance entre les deux mêmes extrémités est

$$\Delta w = \frac{1}{2} s.d \Delta u^2$$

Étant donné la diminution de l'intensité à partir du pôle — de la génératrice, il serait nécessaire, quand on fait état de cette intensité, d'indiquer la section correspondante du conducteur.

Dans la pratique, la valeur de l'intensité qui entre dans les formules relatives au courant continu est une valeur moyenne assez mal définie d'ailleurs, comme nous allons le voir.

Les *ampèremètres* qui mesurent cette intensité sont formés essentiellement par une portion du conducteur ou, plus généralement, par un certain nombre de spires intercalées sur ce conducteur, qui produisent un champ dans lequel est placé un solénoïde constitué par une aiguille aimantée poussée par un ressort contre un butoir de repos. L'intensité du champ est la résultante des champs élémentaires produits par les éléments des spires additionnelles susvisées. Nous avons vu que l'intensité de chacun de ces champs est proportionnelle, non à

la valeur correspondante, de $i = s.d.u$ mais à du^2 . La déviation de l'aiguille aimantée est donc proportionnelle, non à i , mais à la valeur moyenne de du^2 le long des spires additionnelles.

Ce n'est donc pas l'intensité $i = s.d.u$ qui est mesurée par les ampèremètres, mais une force qui est proportionnelle à :

La densité du courant d ;

Le carré de sa vitesse moyenne u le long des spires de l'ampèremètre ;

La surface enveloppe du courant dans ces mêmes spires, puisque c'est par cette surface que les électrons du courant agissent sur l'éther ambiant.

En réalité, l'entraînement de l'éther qui agit sur l'aiguille de l'ampèremètre se fait par tous les électrons libres des spires de ces ampèremètres, électrons

dont le nombre est égal à $\frac{l.s.d}{\mu}$ l étant la longueur de ces spires et μ la masse d'un électron.

Si σ est la section d'un électron, l'énergie diffusée dans l'éther par unité

de temps est proportionnelle à $\frac{\sigma}{\pi} l.s.d.u^2$

et l'action sur les électrons de l'aiguille de l'ampèremètre est aussi proportionnelle à $\frac{\sigma}{\mu} l.s.d.u^2$ ou à $s.d.u^2$,

c'est-à-dire à la valeur moyenne de la pression longitudinale $E_s = E.s$ du courant, le long des spires de l'ampèremètre.

En général, la longueur des spires de l'ampèremètre est faible et le métal de forte section qui les constitue est très bon conducteur, de sorte que la variation de u^2 y est très petite et pratiquement négligeable.

Il résulte de ce qui précède que les ampèremètres permettent de comparer les pressions longitudinales

$$E_s = s.d.u^2 f \left(\frac{u}{U_e} \right)$$

plutôt que les intensités telles que nous les avons définies.

Dans les *voltmètres*, au contraire, qui sont construits comme les ampè-

remètres, la longueur des spires est très grande et le métal de faible section qui les constitue est tel que la variation ΔE , c'est-à-dire la tension électrique entre leurs extrémités, est mesurée par une valeur moyenne relativement faible de l'intensité du courant dans les spires du voltmètre.

En résumé, les ampèremètres ne mesurent pas les intensités mais les pressions longitudinales moyennes du courant qui les traverse : la valeur de I , dans les formules pratiques de la radiotechnique, correspond donc à une

pression $\frac{ML}{T^2}$ et non à un débit par seconde $\frac{M}{T}$.

Il résulte de ce qui précède que ce qu'on appelle actuellement intensité I d'un courant n'est pas un débit d'électrons par seconde mais une pression proportionnelle à la pression longitudinale du courant E . Comme cette pression est évidemment proportionnelle à la section s du courant, on a

$$I = K.s.E$$

K dépendant des dimensions et de la constitution de l'ampèremètre employé.

Il est intéressant de rapprocher de ce qui précède la définition classique de l'intensité d'un courant : « C'est la quantité d'électricité qui traverse par seconde une section du conducteur. »

Comment concilier cette définition avec le fait que l'intensité est une force ? Qu'en déduire en ce qui concerne

l'ordre de grandeur de la quantité d'électricité ?

Si l'on pose $Q = It$, il en résulte que l'ordre de grandeur de Q est $\frac{ML}{T}$:

ce serait une quantité de mouvement !

Continuons la lecture des définitions officielles : « La différence de potentiel entre deux points d'un conducteur est égale au quotient de la puissance consommée entre ces points par l'intensité du courant. »

Si l'on appelle u_1 et u_2 la vitesse du courant à l'entrée et à la sortie de la portion de conducteur considérée, la perte de puissance dans ce conducteur

est égale à $\frac{1}{2} s.d (u_1^2 - u_2^2)$. Qu'est

l'intensité du courant mentionnée dans la définition précitée : est-ce I_1 ou

ou I_2 ou $\frac{I_1 + I_2}{2}$?

Quoi qu'il en soit, le quotient d'une différence de puissance par une force n'est pas une différence de potentiel : l'ordre de grandeur de ce quotient est $\frac{1}{T}$. A quoi cela peut-il correspondre ?

Je continue à citer : « La différence de potentiel entre deux points d'un conducteur est proportionnelle à l'intensité du courant et à la longueur du conducteur. »

Là, encore, on néglige de dire de quelle intensité il s'agit : intensité à l'entrée, intensité à la sortie ou intensité moyenne ?

Plus loin, je trouve : « Le quotient de la différence de potentiel entre deux points d'un conducteur, par l'intensité du courant, s'appelle résistance. »

Le même manque de précision au sujet de l'intensité considérée, rend cette définition aussi incomplète et inadmissible que les précédentes.

L'ordre de grandeur d'une résistance

serait donc $\frac{1}{T} = \frac{ML}{T^2}$ ou $\frac{T}{ML}$, ce qui

est évidemment incompréhensible.

Une résistance est une force et cette force, proportionnelle à la longueur du conducteur, dépend de sa constitution intime, comme nous l'avons expliqué précédemment.

J'arrêterai là ces observations qui suffisent pour montrer les nombreux malentendus qui résultent de l'absence, dans les cours officiels, de définitions précises.

On remarquera toutefois que l'intensité classique correspond à notre pression longitudinale E . S., que sa valeur n'est pas la même en tous les points d'un circuit et qu'elle diminue du pôle — au pôle +, la diminution entre deux points étant proportionnelle à la longueur du conducteur.

Signalons à ce sujet qu'il n'est pas rationnel de dire que la résistance est inversement proportionnelle à la section du conducteur. Ce qui est exact et de plus évident, c'est que l'intensité est proportionnelle à la section.

Observations radiotélégraphiques pendant l'éclipse de soleil du 29 Juin 1927

par Léon de LA FORGE

■ ■ ■ ■ ■

DE tout temps, les éclipses de soleil ont fait l'objet d'observations spéciales ; elles relevaient autrefois presque exclusivement du domaine de l'astronomie ; les physiciens n'y prenaient qu'une part relativement étroite d'intérêt.

De nos jours, au contraire, les éclipses de soleil sont devenues particulièrement précieuses aux mathématiciens, qui cherchent une vérification expérimentale des théories d'Einstein, aux spécialistes des études sur la propagation des ondes, qui y trouvent

l'occasion de noter comment varient certains éléments de cette propagation, direction et intensité, lorsque la nuit succède au jour et le jour à la nuit dans un temps relativement court.

Mais, si de nombreux observatoires astronomiques peuvent faire des observations directes ou organiser des expéditions scientifiques suivant un plan qu'une pratique fréquente a consacré, il n'en est pas de même lorsqu'il s'agit d'observations radio-électriques. Nous devons dans ce cas trouver notre chemin « hors des sentiers battus », et créer un vaste orga-

nisme d'observatoires éphémères : car il ne s'agit pas d'un lieu favorable et convenablement choisi de regarder ce qui se passe dans le ciel, dans la direction du soleil qui se masque, il faut rechercher, un peu au hasard, pour le moment d'ailleurs, en tout point où l'on croit avoir des chances de le faire, les modifications que l'éclipse apporte à la propagation des ondes.

On comprend immédiatement que semblable système demande le concours de postes d'émission et de postes de réception répartis un peu partout à la surface du globe ; malheu-

reusement, on ne peut qu'essayer de se rapprocher de cet idéal ; des difficultés d'ordre matériel, par exemple la possibilité de grouper un nombre de bonnes volontés désirable sans faire un congrès, qui devrait être réuni bien longtemps à l'avance, empêchent de le réaliser.

Encore faut-il nous estimer bien heureux lorsque trois nations comme la Grande-Bretagne, la Norvège et la France s'entendent dans ce but.

La Grande-Bretagne a pris l'initiative des observations pendant l'éclipse de soleil du 29 juin 1927 ; elle en a chargé le Radio Research Board ; les autorités qui dirigent les transmissions radio-électriques en Norvège ont assuré des émissions sur les ondes longues par la station de Stavanger ; la Compagnie Radio-France fit de même à Sainte-Assise ; enfin la British Broadcasting Corporation fit faire des émissions sur ondes de moyenne longueur.

LE RADIO RESEARCH BOARD.

Avant d'entrer dans le détail du plan d'observations, je ne pense pas inutile de rappeler la composition du Radio Research Board au moment des expériences. Ce comité, comme on sait, dépend directement du Department of Scientific and Industrial Research. Au moment visé, il était ainsi composé :

Sir Henry B. Jackson, amiral de la flotte, Président ;

C. E.-Kennedy-Purvis, capitaine de vaisseau, représentant l'amirauté ;

A. C. Fuller, lieutenant-colonel, représentant le War Office ;

H. P. T. Lefroy, lieutenant-colonel, représentant l'Air Ministry ;

E. H. Shaughnessy, représentant le general Post Office ;

Le directeur du National Physical Laboratory ;

Le professeur E. V. Appleton ;

Le Capitaine P. P. Eckersley ;

Le Professeur Sir Ernest Rutherford ;

M. G. S. Simpson.

La composition du Radio Research Board est caractérisée par la présence de deux groupes d'hommes ; les uns représentent un des grands ministères (Armée, Marine, Air, Postes et Télégraphes) ; les autres portent des noms bien connus dans les sphères scientifiques, non seulement de leur pays mais encore du monde entier. Elle est faite pour nous inspirer confiance, pour nous donner une garantie que tout ce qui peut être d'utilité théorique ou pratique sera soigneusement noté.

Le Radio Research Board a exposé le résultat de ces observations dans

le *Special Report* n° 7, intitulé *Wireless observations during the Eclipse of the Sun*, 29th June 1927, que nous allons analyser et dont nous serons amenés au cours de notre étude à citer.

L'ECLIPSE DU 29 JUIN 1927. BUT DES OBSERVATIONS.

« Le Radio Research Board a profité de l'occasion fournie par l'éclipse du soleil du 29 juin 1927 pour exécuter des recherches en vue d'étudier l'influence d'une éclipse de soleil sur les transmissions radio-électriques d'une façon générale. » (*Op. cit.*)

LES LONGUEURS D'ONDES UTILISÉES.

Au cours de l'éclipse, les observations ont porté sur deux séries d'ondes :

a) Ondes longues : 12.000 — 14.000 mètres.

b) Ondes moyennes 300 — 500 mètres.

On s'est limité à ces deux ordres de longueurs d'onde, car on considérait comme essentiel « que l'appareil utilisé fût capable de donner des résultats quantitatifs d'une précision permettant d'établir des comparaisons ».

POSITION DES STATIONS.

Les stations utilisées au cours des expériences sont toutes situées, à l'exception de deux : Stavanger et Sainte-Assise, en Grande-Bretagne.

« De bonne heure, lors de la préparation des expériences, le docteur E. H. Rayer montra que si les variations de la réception radioélectrique étaient dues à l'influence d'une couche ionisée située à une hauteur considérable au-dessus du sol, l'éclipse totale à une semblable hauteur n'aurait pas lieu au même endroit en Angleterre que l'éclipse sur le sol, en raison de la faible altitude du soleil au moment de l'éclipse. Un calcul précis fait par le docteur J. L. Comrie montra que l'intersection de l'ombre de la lune avec la surface concentrique à la terre, à une hauteur de 60 milles, serait située au delà d'une zone se trouvant à environ 100 milles au Sud-Est de la trajectoire de l'éclipse centrale sur le sol. Le Docteur Comrie montra également que l'éclipse à ce niveau franchirait l'Angleterre en deux minutes, à partir de 0520 (1), et qu'ainsi elle quitterait la côte est avant que le centre de l'ombre à la surface de la terre n'ait atteint en venant de l'ouest la côte du Pays de Galles (0523).

(1) Dans tout ce qui va suivre :

1° les heures seront toujours en temps moyen de Greenwich ;

2° elles seront toujours indiquées par un nombre de quatre chiffres dont les deux premiers sont les heures, les 2 derniers les minutes, sans être suivis du mot heure.

On tint compte de ces considérations dans le choix des positions des différentes stations d'émission et de réception. (*Op. cit.*)

En particulier, un coup d'œil jeté sur la carte ci-après montre que les deux stations de Stavanger et de Sainte-Assise sont situées par rapport à la station de réception de Liverpool à angle droit, la première dans la direction même de la trace sur la terre de l'éclipse totale, la seconde dans une direction perpendiculaire.

LES QUATRE CATÉGORIES D'OBSERVATIONS.

Les observations effectuées se répartissent en quatre catégories :

1° Observation de l'intensité de la phase et des autres caractéristiques des champs résultant des ondes d'émission aux stations de réception en ce qui concerne les ondes longues ;

2° Mêmes observations en ce qui concerne les ondes courtes ;

3° Observations radiogoniométriques ;

4° Etude des variations dans la force des signaux reçus de Stavanger à l'Université de Liverpool.

C'est dans cet ordre que nous allons les étudier à notre tour.

I.

OBSERVATIONS DES ONDES LONGUES

STATIONS D'ÉMISSIONS ET STATIONS DE RÉCEPTION.

Les ondes longues observées furent celles de :

Sainte-Assise K = 14.350 mètres ;

Stavanger K = 12.100 mètres.

Les émissions de Sainte-Assise furent observées à Radio Research Station de Ditton Park près de Slough et à Aberdeen.

Les émissions de Stavanger furent observées à Exeter.

SIGNAUX OBSERVÉS.

Pour mettre en évidence les effets possibles de l'éclipse, on put ainsi observer des signaux qui appartenaient à trois classes différentes :

1^{re} classe : La station d'émission et celle de réception sont situées par rapport à la bande de totalité de l'éclipse de telle sorte que les signaux émis par la première station et reçus par la seconde devront traverser la bande de totalité de l'éclipse sous un angle large, et de telle sorte que cette bande se trouve à peu près à mi-chemin entre les deux stations ;

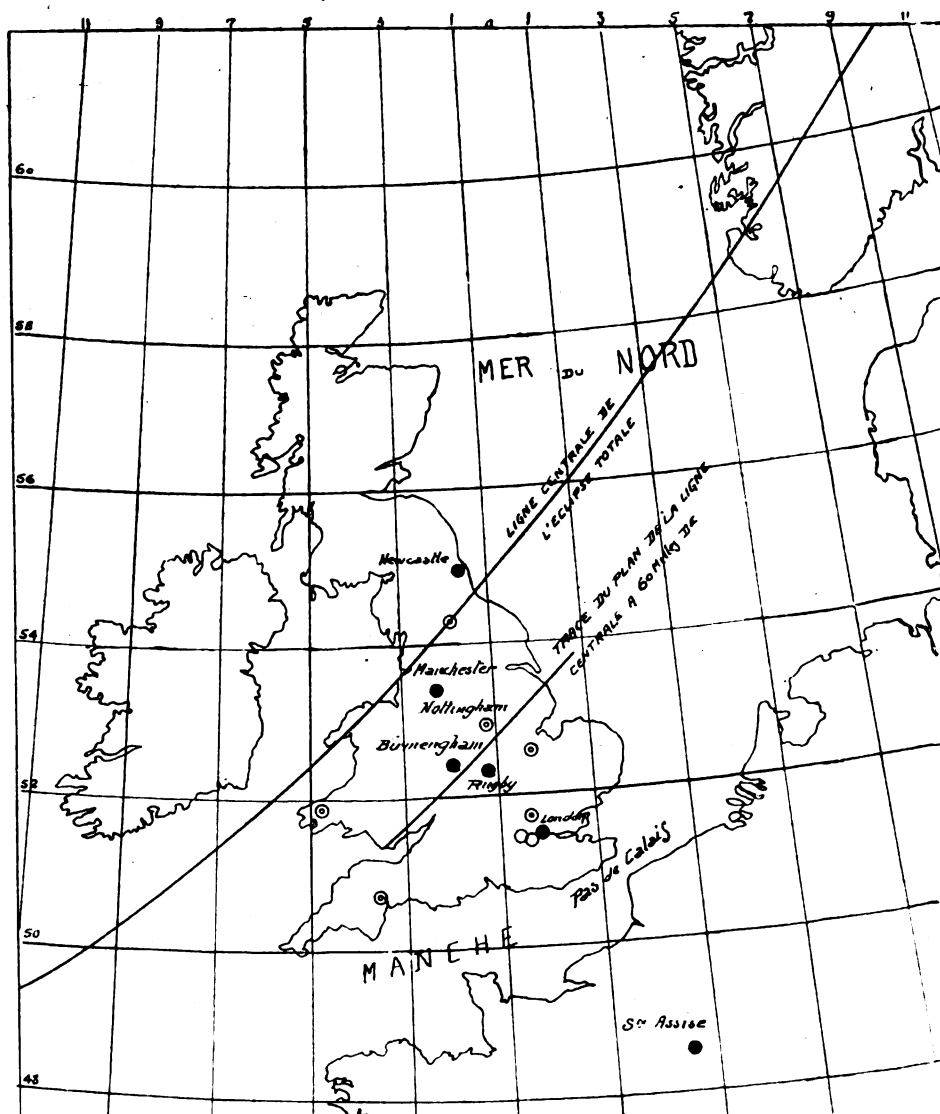


Fig. 1

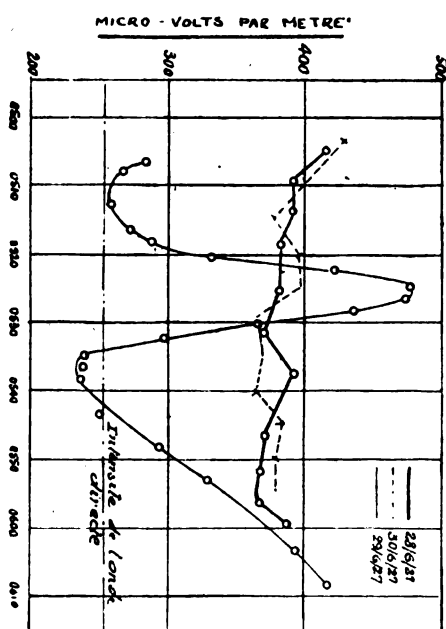


Fig. 2

2^e classe : la station d'émission et celle de réception sont situées de telle sorte que les signaux peuvent cheminer de l'une à l'autre directement en restant complètement en dehors de la bande de totalité ;

3^e classe : la station d'émission et celle de réception sont situées de telle sorte que les signaux peuvent cheminer de l'une à l'autre directement en suivant à peu près la trace de la totalité de l'éclipse.

On voit, en se rapportant à la carte, que les signaux de Sainte-Assise observés à Aberdeen appartiennent à la première classe, que les signaux de Sainte-Assise observés à Slough appartiennent à la seconde classe, qu'enfin les signaux de Stavanger observés à Exeter appartiennent à la troisième classe.

OBSERVATIONS PRÉLIMINAIRES.

L'éclipse du 29 juin 1927 devait avoir lieu de bonne heure le matin ; il était donc indispensable de s'assurer

que l'intensité des signaux reçus ne subirait aucune variation comme conséquence du lever du soleil, autrement dit, qu'on pouvait considérer qu'au point de vue radioélectrique la période dite du lever du soleil était complètement passée.

Il y avait a priori toutes chances pour cela.

Le 29 juin est, en effet, bien près du solstice d'été, et par la latitude moyenne des latitudes de la station d'émission et de réception l'heure du lever du soleil était suffisamment éloignée de l'heure postérieure de l'éclipse.

Toutefois, une vérification expérimentale fut faite.

A Slough on enregistra l'intensité des signaux reçus de Sainte-Assise la veille et le lendemain de l'éclipse ; le champ mesuré put être représenté en fonction du temps par deux parallèles à l'axe des abscisses.

On fit de même à Aberdeen, et, pour les signaux émis par Stavanger, à Exeter.

La conclusion fut que les conditions radioélectriques de jour étaient rétablies dès 0330, c'est-à-dire deux heures environ avant l'éclipse.

DISPOSITIFS D'OBSERVATION.

En entreprenant ces recherches, le Radio Research Board pouvait légitimement tenir compte des résultats qu'il avait déjà obtenus dans des recherches antérieures et sur lesquelles je me permets d'insister quelque peu,

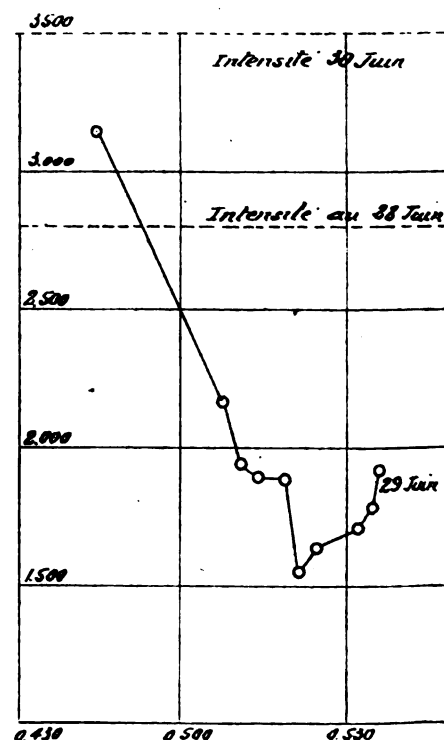


Fig. 3

car ils peuvent nous servir en dehors des cas d'éclipse ; ils doivent même être désormais pris en considération pour toute mesure destinée à nous renseigner sur la propagation des ondes.

Si l'on se contente, en effet, de mesurer en un point l'intensité des signaux reçus d'une station d'émission, on ne peut en conclure rien d'absolu sur la propagation. Il se peut très bien qu'à deux valeurs égales de l'intensité enregistrée ne correspondent pas du tout « des conditions physiques identiques de la propagation des ondes » car cette égalité peut être causée par le changement simultané de deux facteurs tels que l'intensité et la phase, de sorte que leur produit reste intact » (*Op. cit.*)

Ceci suppose évidemment que le champ en un point n'est pas dû seulement à l'effet d'une onde unique, mais est la résultante de deux ondes, l'une qui chemine directement de la station d'émission à la station de réception, l'autre qui, partie de la station d'émission, va se réfléchir sur la couche d'Heaviside et retombe vers la station de réception. Les Anglais appellent cette seconde onde, la « downcoming wave », nous la désignons par le terme onde d'en haut.

Il y a un décalage entre les deux ondes, une différence de phase.

Le Radio Research Board a retenu trois facteurs intéressants :

- 1° L'atténuation ;
 - 2° La différence de phase entre l'onde directe et l'onde d'en haut ;
 - 3° La polarisation anormale de l'onde d'en haut.
- Et il s'est mis en mesure de les mesurer.

L'APPAREIL DE SLOUGH.

Dans la banlieue même de Londres, à peu de distance du fameux château de Windsor, le Radio Research Board possède à Slough un véritable laboratoire d'observation. Il y avait fait construire et installer un appareil spécial « qui fournissait le moyen d'examiner ces facteurs séparément avec un degré considérable d'exactitude ».

« En deux mots, les mesures faites avec cet appareil étaient l'intensité dans deux cadres aériens à angle droit inclinés à 45° sur la direction réelle de la station d'émission. Les cadres aériens étaient connectés aux bobines de champ d'un radiogoniomètre, et l'on obtenait la différence de phase entre les forces électromotrices des deux bobines en désaccordant une des bobines jusqu'à ce qu'on note un minimum net en faisant tourner la

bobine d'exploration du radiogoniomètre. »

C'est cet appareil qui permit d'analyser à Slough les émissions de Sainte-Assise reçues au moment du coucher et du lever du soleil.

LES RÉSULTATS OBTENUS.

Le Special Report n° 7 donne ensuite les résultats par lieu d'observations.

A ce point de vue, il y a lieu, en effet, de distinguer entre les observations faites à Slough et celles faites à Aberdeen et à Exeter.

A Slough on disposait de l'appareil que nous venons de décrire tandis qu'à Aberdeen et à Exeter on en était démuné ; l'interprétation des phénomènes était donc moins aisée dans ces deux dernières stations.

Voici d'ailleurs ce que dit le rapport :

« *Slough.* D'une étude faite sur la réception au moment du lever du soleil à Slough le matin de l'éclipse, il apparut clairement que lorsque les conditions de jour furent rétablies par la disparition d'une polarisation anormale, les ondes directes et d'en haut étaient en différence de phase l'une avec l'autre.

En même temps, les mesures montrèrent clairement qu'à Slough, pendant l'éclipse, il n'y avait aucun indice de la réapparition d'une polarisation anormale ; de sorte que la seule cause possible de la diminution dans l'intensité totale devait être une augmentation de l'onde d'en haut qui était en opposition avec l'onde directe, c'est-à-dire une augmentation du coefficient de réflexion. Les figures indiquent une augmentation de 0,13 à 0,22, ce qui est d'accord avec les résultats obtenus en étudiant les périodes de coucher du soleil.

Il apparaît que le coefficient de réflexion, qui au mois de juin est fréquemment voisin de zéro pendant le jour, monte pendant la première partie de la période du coucher du soleil à une valeur comprise entre 0,2 et 0,3, valeur à laquelle il se tient pendant quelque temps, puis monte encore quelquefois longtemps après le coucher du soleil.

ABERDEEN.

En égard au fait que le nouvel appareil en fonction n'avait pas été complètement réglé, les valeurs absolues à Aberdeen sont d'une exactitude moins grande que les valeurs relatives.

Les premières, cependant, suffisent à montrer que l'intensité des signaux pendant presque tout le temps fut

supérieure à la valeur de l'onde directe (790 $\mu\text{V}/\text{mètres}$) et, en conséquence, l'explication donnée pour l'effet noté à Slough n'est plus valable.

Sans une connaissance plus détaillée des phases, et, telle qu'on put l'obtenir à Slough, il est impossible de donner une explication nette de cet effet, quoique l'hypothèse la plus vraisemblable semble être celle d'un léger changement de la hauteur de la couche d'Heaviside.

La haute valeur atteinte à 0400 n'a probablement absolument rien à voir avec l'éclipse, car à ce moment l'effet du lever du soleil venait à peine de disparaître, et elle ne représente rien de plus que la différence normale d'un jour à l'autre qui se présente souvent.

EXETER.

Le résultat à Exeter apparaît comme étant d'une nature légèrement différente.

Comme à Aberdeen, toutes les intensités sont supérieures à la valeur de l'onde directe (225 $\mu\text{V}/\text{mètre}$), et la même chute progressive se produit.

En outre, se superposant à ce fait, nous trouvons une hausse très abrupte pendant une courte période, qui couvre la totalité pendant laquelle la valeur atteinte fut si élevée, qu'on ne peut l'expliquer que par la hausse du coefficient de réflexion à une valeur d'environ 0,3 puisque les ondes en ce point étaient presque en phase. Il faut noter que la direction de cette transmission se faisait pratiquement selon la ligne de la totalité de l'éclipse, tandis que les autres étaient transversales. » (*Op. cit.*)

CONCLUSION D'ENSEMBLE RELATIVE AUX ONDES LONGUES.

Comme conclusion d'ensemble, déduite des graphiques et des notes prises, il semble que « l'effet de l'éclipse sur les ondes longues fut celui d'un coucher de soleil atténué, au cours duquel seuls les phénomènes préliminaires d'un coucher de soleil normal se passent, la totalité de l'éclipse ne durant pas suffisamment pour que tous les effets puissent se produire.

Il est également évident que les effets produits ne sont pas limités à la zone de totalité de l'éclipse qui se trouvait tout entière en dehors de la transmission Sainte-Assise-Slough... »

Ajoutons pour être complet que les observateurs à Slough étaient MM. G. Hollingworth et P. Naismith, et à Aberdeen le docteur Fyvie. C'est M. J. Hollingworth qui a dressé le compte rendu des résultats.

II

OBSERVATIONS DES ONDES MOYENNES.

Les observations des ondes de longueur moyenne ont été faites sur une plus vaste échelle ; on disposait en effet très facilement d'un grand nombre de stations de broadcasting qui émettent sur ces longueurs d'onde ; et l'on pouvait multiplier les postes de réception.

Les méthodes de mesure des ondes de longueurs moyennes, c'est-à-dire comprise entre 300 et 500 mètres, employés « pour déterminer les caractéristiques des ondes qui ont été de larges angles par l'ionisation de la haute atmosphère » avaient été imaginées et mises en pratique à la station d'expérience du Radio Research Board située à Peterborough. Aussi était-il naturel que la station de Peterborough fût appelée à participer d'une façon sérieuse aux mesures.

LES ÉMISSIONS OBSERVÉES.

Je cite maintenant le *Special Report* n° 7 :

« Les observations portèrent sur des émissions spéciales des stations de la British Broadcasting Corporation. Les émissions spéciales furent de deux types.

« a) Emission d'une onde porteuse non modulée, dont la longueur d'onde puisse être changée continuellement dans une certaine limite.

« Les maxima et minima de signaux dus à l'interférence des ondes directes ou atmosphériques, furent mesurés aux stations de réception munies de galvanomètres Einthoven à enregistrement photographique.

« Des impressions photographiques

il fut possible de déduire les amplitudes relatives des ondes atmosphériques ou directes, et également la hauteur correspondante de la couche ionisée qui courbe vers le bas les ondes atmosphériques.

« Ces émissions furent faites par les stations de Newcastle et de Birmingham.

« b) Emissions d'une onde porteuse de longueur d'onde constante, non modulée excepté pendant l'annonce des signaux horaires.

« Les variations de signaux à différentes distances étaient étudiées par des observateurs utilisant des méthodes galvanométriques.

« Ces émissions furent faites par les stations de Broadcasting de Londres et de Manchester.

« Comme les observations faites sur les émissions du type (a) peuvent l'être en cinq secondes, et fournir encore des données beaucoup plus complètes que ne le permettent de simples mesures, il fut décidé que de semblables émissions seraient utilisées pour rechercher s'il existait quelque différence marquée entre les phénomènes notés dans la région de l'éclipse au sol, et dans la région de l'éclipse à la zone ionisée. Les positions des émetteurs de la B. B. C. ne laissaient que peu de choix des points à désigner pour ces essais ; et en conséquence les phénomènes dans la région de l'éclipse au sol furent étudiés en utilisant l'émetteur de Newcastle en liaison avec la station de réception du Laboratoire des Ingénieurs de l'Université de Liverpool qui utilisait une antenne et d'autres moyens matériels aimablement mis à sa disposition par le professeur E. W. Marchant. Pour les observations semblables dans la région de l'éclipse à la zone ionisée, on utilisa la station

d'émission de Birmingham et la station de réception du Radio Research Board à Peterborough.

« Les observations sur les émissions du type (b) furent faites à Saint-Albano, Nottingham, Peterborough, Newcastle-on-Tyne, Giggleswick, Aberdeen et Slough.

« Toutes les émissions furent faites sur des longueurs d'ondes situées dans la bande affectée au Broadcasting, c'est-à-dire entre 300 et 500 mètres.

« Grâce à l'aimable coopération de l'Inspecteur de la Wireless Telegraph du General Post-Office, des dispositions furent prises pour réduire le trafic entre la côte et les navires au minimum nécessaire en cas de signaux de détresse, et tous les navires furent invités à s'abstenir autant que possible de faire des émissions le matin de l'éclipse.

« Le résultat fut que des circonstances exceptionnellement favorables furent réalisées pendant les expériences, de sorte qu'à Peterborough, où les mesures les plus précises furent entreprises, il n'y eut pas la moindre interruption d'observations qui put être attribuée aux navires, pendant l'éclipse.

« Mais il y eut par moment des interférences considérables dues au broadcasting étranger.

.....» (Op. cit).

Tels sont les principes qui furent suivis dans les observations sur les ondes de longueurs d'ondes moyennes.

Nous verrons la prochaine fois quels sont les résultats obtenus et nous aurons l'occasion de les discuter.

(A suivre.)

N. B. — Carte et graphiques extraits du *Special Report* n° 7 du Radio Research Board.



PHYSIQUE DOCUMENTAIRE

Les Rayons X

par Pierre BLANC

■ ■ ■ ■ ■

Il a semblé utile, au début de cet exposé, de rappeler sommairement quelques notions qui se rattachent à la théorie de l'atome de Bohr.

On admet que l'atome est formé par le groupement de charges positives et de charges négatives, ou électrons; la charge totale de l'atome est nulle dans l'état normal. Les charges positives et certaines charges négatives, dites nucléaires, sont groupées en un noyau.

L'atome d'un élément de nombre atomique N comprend un noyau de charge positive totale $+Ne$ autour duquel gravitent N électrons chargés négativement. Remarquons que la charge de ces électrons est égale à $1,6 \times 10^{-19}$ coulombs pour chaque électron. Si m est la masse de l'électron, le rapport de sa charge e à m est :

$$\frac{e}{m} = 1.77 \times 10^8$$

Ces N électrons peuvent être groupés d'après le travail nécessaire pour les extraire de l'atome. On dit que les électrons d'une certaine catégorie sont répartis sur une couche, sur un *niveau*.

On désigne habituellement, par les lettres $K, L, M, \dots$ les niveaux successifs comptés à partir des noyaux, les travaux d'extraction $W_K, W_L, \dots$ allant évidemment en décroissant.

D'après la théorie des quanta, on peut définir pour chaque niveau une fréquence

$$\nu = \frac{W}{h}$$

h étant la constante de Planck.

D'après la théorie de Bohr, une ligne spectrale est émise par un atome, lorsqu'un électron passe à un niveau plus rapproché du noyau que celui où il se trouvait.

Ainsi le passage d'un électron du niveau L au niveau K correspond à

La T. S. F. n'est plus actuellement que l'une des applications de ce que nous pouvons nommer la "physique vibratoire".

Radioélectricité et QST français, désirant grouper dans une seule et unique revue tout ce qui a trait à ces applications, publiera dorénavant sous le titre général "Physique documentaire" des articles concernant les diverses utilisations de l'acoustique, de la mécanique vibratoire, de la lumière, etc.

l'émission d'une ligne spectrale de fréquence

$$\nu = \nu_K - \nu_L$$

Comment sont répartis les N électrons d'un atome ? Lorsque les N électrons sont répartis de telle sorte que les niveaux centraux soient tous remplis, l'atome est dans l'état d'énergie potentielle minima qui est sa forme stable à laquelle il tend toujours à revenir.

Les électrons placés sur les niveaux périphériques sont soumis à des actions

extérieures pouvant les déplacer, ou même les arracher à l'atome. Dans ce dernier cas, l'atome est ionisé (positivement).

Les trajectoires de ces électrons sont des ellipses caractérisées par les nombres quantiques.

Dès considérations théoriques dans lesquelles nous n'entrerons pas conduisent à la formule de Balmer :

$$\nu = R \left(\frac{1}{N^2} - \frac{1}{M^2} \right)$$

N et M étant les sommes des nombres quantiques relatifs à l'ancienne trajectoire et à la nouvelle, R est dite constante de Rydberg.

ÉMISSION

Sous une action extérieure, un choc, par exemple, un électron est amené à un niveau superficiel, voire même complètement arraché.

L'atome est alors ionisé et son énergie potentielle s'est accrue.

Sous une action très faible, il revient à son état initial, soit en captant un électron libre, soit que, de proche en proche les niveaux centraux se regarment.

Il y aura alors émission.

RÉACTION DE LA MATIÈRE VIS-A-VIS DU RAYONNEMENT CORPUSCULAIRE

Un projectile d'énergie cinétique $\frac{1}{2} m v^2 = h \nu$ lorsqu'il est brusquement arrêté par la matière, donne naissance à des rayons périodiques de fréquence ν .

Ainsi supposons qu'on établisse entre les deux électrodes d'un tube dans lequel on a fait le vide une différence de potentiel V .

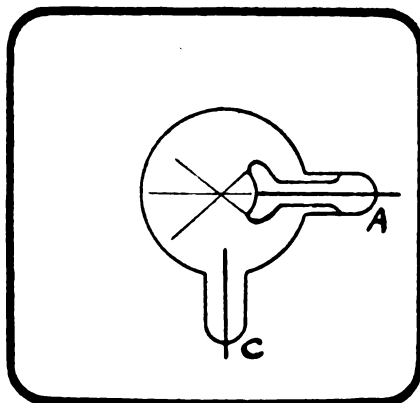


Fig. 1

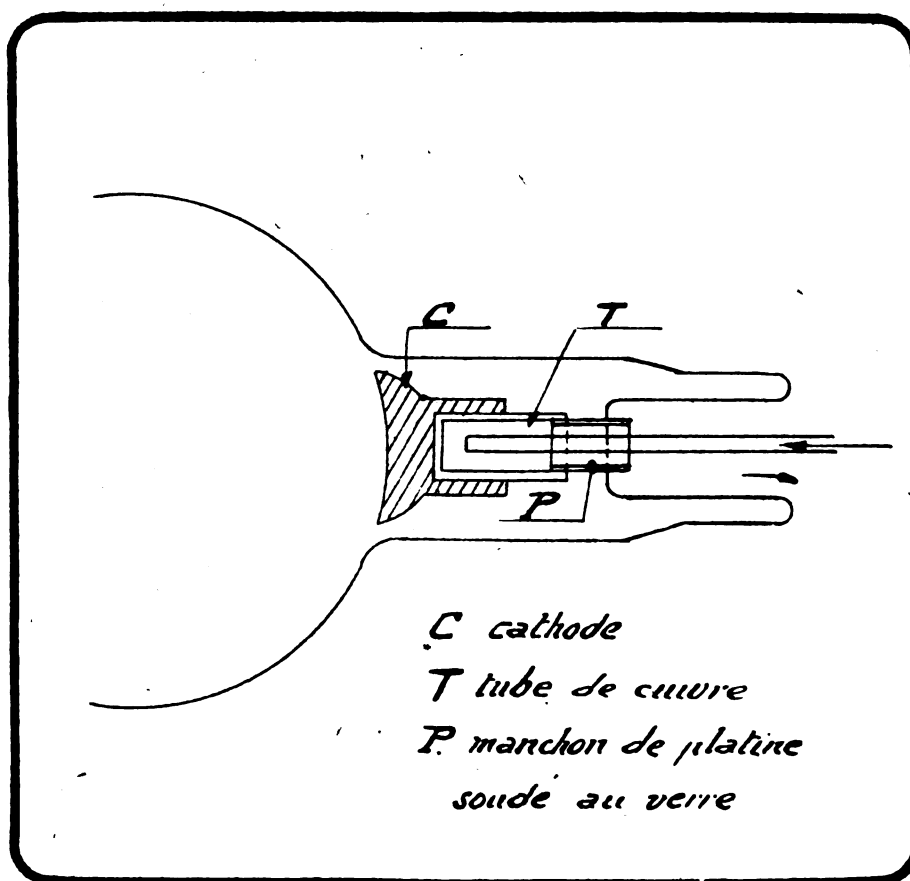


Fig. 2

En chauffant un filament placé sur la cathode, on produit des électrons qui possèdent, lorsqu'ils frappent l'anticathode, l'énergie eV . Dans ces conditions, cette anticathode émet des rayons X dont les plus courtes longueurs d'onde émises correspondent à une fréquence maxima

$$\nu = \frac{eV}{h}$$

ÉMISSION DES RAYONS X.

Elle a lieu dans deux cas, lorsque la matière est frappée :

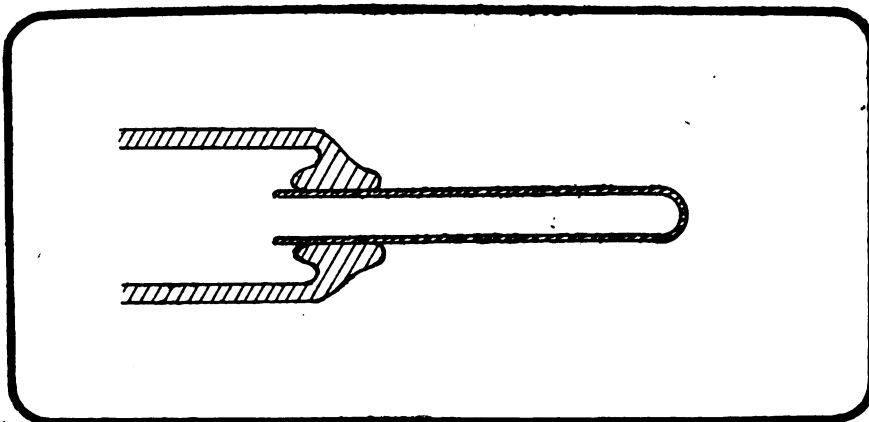


Fig. 3

1° Par un faisceau de rayons X primaires.

2° Par des électrons, par exemple par les rayons cathodiques émis par une cathode portée à l'incandescence, ou par décharge dans les gaz raréfiés.

Nous allons étudier sommairement ces deux modes de production des rayons cathodiques.

ÉMISSION D'ÉLECTRONS PAR LES SOLIDES INCANDESCENTS

D'une manière générale, les métaux alcalins émettent des électrons à basse température. Lorsqu'ils sont chauffés, les oxydes alcalino-terreux en émettent de grosses quantités.

La vitesse moyenne des électrons émis sera d'autant plus élevée que le vide sera plus parfait, car les chocs contre les molécules de gaz seront plus rares.

ÉMISSION PAR DÉCHARGE DANS LES GAZ RARÉFIÉS

Considérons un tube dans lequel sont fixées deux électrodes, l'anode A et la cathode C. Faisons le vide dans ce tube en le reliant à une trompe à mer-

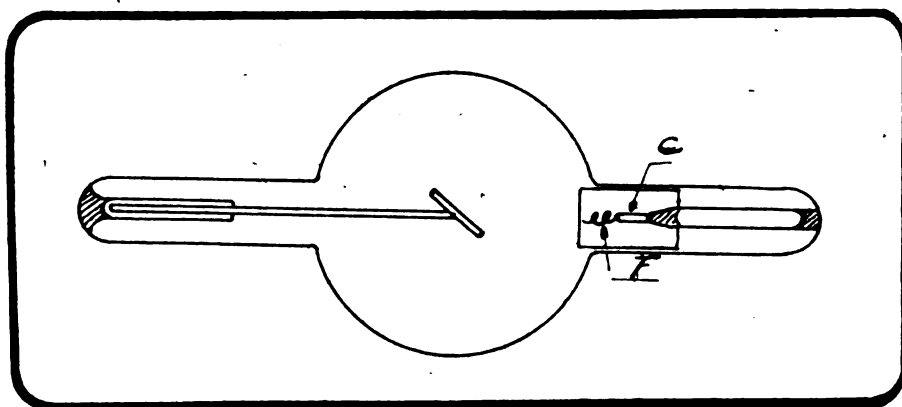


Fig. 4

cure et relient les électrodes à une bobine de Rhumkoff. Pour un degré de vide suffisant, nous observons, au voisinage de la cathode, les phénomènes suivants : une gaine lumineuse semble recouvrir d'abord cette cathode ; cette gaine est la lumière négative. Sa nuance varie avec le gaz : violette dans l'azote, elle est rose avec l'hydrogène et jaune dans l'oxygène.

Si la pression diminue, cette lueur négative se détache de la cathode ; l'espace obscur qui l'en sépare est dit espace obscur de Hittorf ; son épaisseur peut atteindre quelques centimètres ; c'est cet espace obscur qui est le siège des rayons cathodiques.

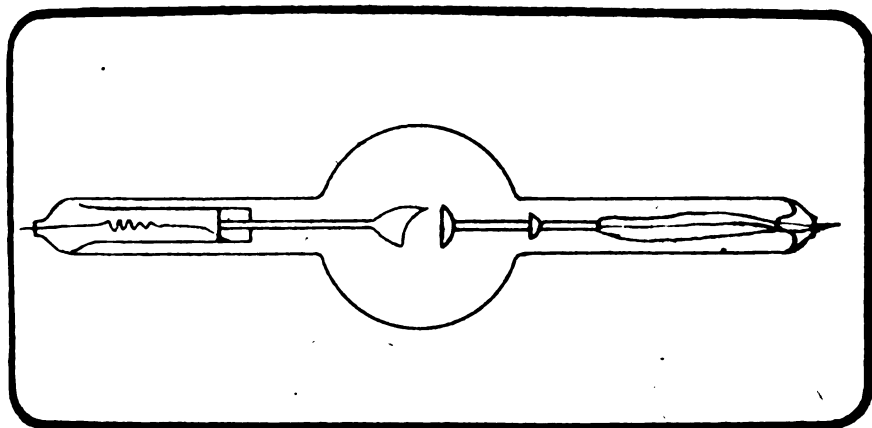


Fig. 5

Ces rayons cathodiques ont été étudiés particulièrement par Hittorf. Diminuons progressivement la pression dans un tube dont la cathode est constituée par une calotte sphérique (fig. 1), le gaz placé dans le tube étant de l'oxygène. Pour un degré de vide suffisant on voit sur la cathode une couche lumineuse violacée, et un pinceau de rayons violacés normaux à la cathode, ayant par conséquent un point de convergence sensiblement confondu avec le centre de la sphère ; ils se perdent dans la lumière négative qu'ils colorent en jaune. Si la pression est assez basse, ces rayons peuvent atteindre la paroi du tube qui est rendue phosphorescente. Cette phosphorescence est blanche avec le cristal, verte avec le verre. En même temps la paroi émet des rayons X.

§ 1. SOURCES DE RAYONS X

Les rayons émis par un tube de Crookes sont d'autant plus pénétrants que la vitesse des rayons cathodiques qui leur donne naissance est plus grande. Dans un tube ordinaire, la cathode émet des électrons sous l'influence des ions positifs qui viennent

la rencontrer. Le résidu gazeux se fixe peu à peu sur les parois de l'ampoule, le nombre des ions va en diminuant, mais leur vitesse augmente. De même, les électrons émis par la cathode dimi-

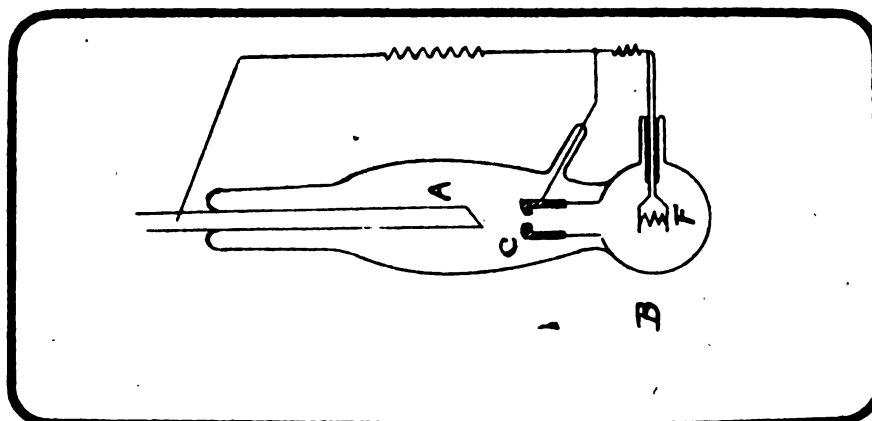


Fig. 7

nuent en nombre, mais leur vitesse augmente. L'intensité des rayons X obtenus diminue, mais leur dureté, c'est-à-dire leur pouvoir pénétrant, croît. Or il y a intérêt à obtenir des rayons X d'une dureté bien définie.

Une des solutions consiste à rendre du gaz au tube. On y parvient, en particulier au moyen de l'osmo-régulateur de Villard. Il consiste en un tube de platine fermé à une extrémité, et soudé à l'ampoule à l'autre extrémité. On sait que la flamme d'un bec Bunsen renferme de l'hydrogène. Si donc on chauffe le tube de platine à l'aide d'un bec Bunsen, l'hydrogène, traversant le platine par osmose, pénétrera dans le tube. Si, au contraire, on chauffe le tube enveloppé d'un manchon de platine, l'hydrogène sortira du tube.

Une seconde solution consiste à utiliser l'émission d'électrons par les métaux incandescents.

CATHODES A AFFLUX

Il convient d'utiliser, pour construire la cathode, un élément aussi électropositif que possible ; le meilleur semblerait être le glucinium.

Il s'agit en outre d'éviter ce que l'on appelle l'évaporation électrique de la cathode : la percussion de l'afflux a pour effet d'arracher de la surface des particules matérielles qui sont chargées négativement et se déposent sur les parois du tube. Cette évaporation croît avec la température de la cathode, avec l'intensité du courant et avec la chute cathodique. Le dépôt métallique produit sur les parois a un puissant pouvoir absorbant pour les gaz ; de plus, il modifie la distribution des potentiels dans le tube. Il convient de l'éviter par l'emploi d'éléments électropositifs et de gaz légers.

L'énergie cinétique de l'afflux cathodique est en majeure partie dissipée en chaleur sur la cathode, qui peut être même fondue. On la refroidit par un courant d'air ou d'eau, ou par ébullition d'eau (fig. 2).

La pression à l'intérieur des tubes doit être soigneusement réglée. Nous

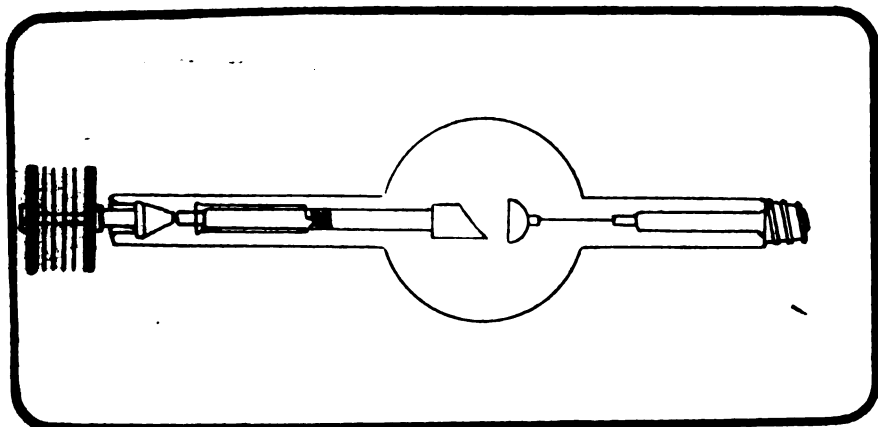


Fig. 6

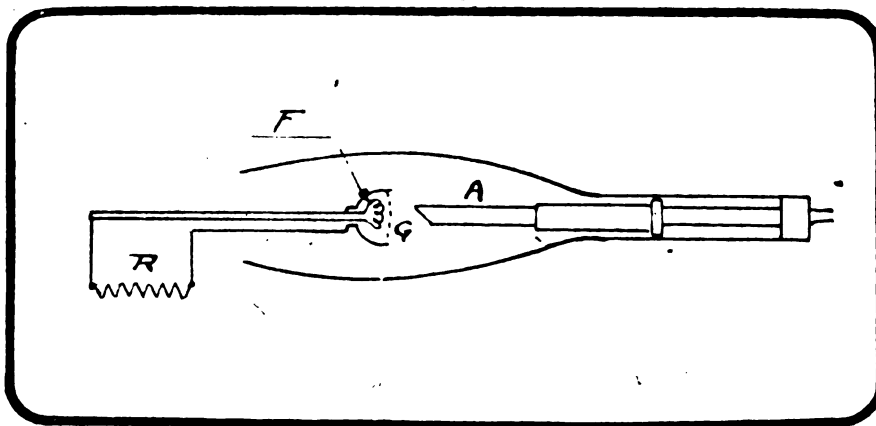
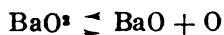


Fig. 8

avons déjà vu l'osmo-régulateur dû à Villard (fig. 3) et qui se compose d'un tube en platine ou en palladium long de 60 mm., ayant un diamètre de 1 à 2 mm. et une épaisseur de l'ordre du dixième de millimètre.

Un régulateur automatique a été indiqué par F.-A. Lindemann : on maintient un corps placé dans l'ampoule, et présentant un phénomène de dissociation réversible, à une température déterminée. A cette température correspond une pression fixe.

Par exemple avec la baryte qui se décompose suivant la réaction



si la pression s'abaisse, la décomposition s'effectue de manière à rétablir la tension d'équilibre, et inversement.

CATHODES INCANDESCENTES

Wehnet a réalisé une cathode constituée par un fragment d'oxyde d'un métal alcalino-terreux déposé sur une lame mince de platine qui est portée à l'incandescence. Cette cathode ne peut pas être utilisée dans un tube à rayons X, car son oxyde serait rapidement détruit par le bombardement intense qui aurait alors lieu.

1° *Cathode Coolidge* (fig. 4). — La cathode est constituée par une hélice plane au fil de tungstène, portée à l'incandescence par une source auxiliaire. La pression dans le tube est assez basse pour que les phénomènes d'ionisation n'interviennent en rien dans le fonctionnement.

Tube Standard (fig. 5). — Pour obtenir un faisceau cathodique délié, on entoure le filament d'une cupule de concentration qui est cylindrique ou hémisphérique. Le filament de tungstène a un diamètre de 0 mm. 2. Il forme une spirale de 3 mm. 5 de dia-

mètre extérieur. Cette spirale est soudeée sur deux tiges de molybdène qui la supportent. Ces tiges sont réunies à deux fils de cuivre soudés eux-mêmes aux fils de ferro-nickel Dumet qui traversent le verre. Ce métal est recouvert d'une légère couche de cuivre qui forme un émail cuivreux au contact du verre fondu.

Le cylindre de concentration a un faible diamètre, et est placé au voisinage de l'anticathode, elle-même constituée par un bloc de tungstène forgé et serti sur un support de molybdène.

Tube à radiateur (fig. 6). — L'anticathode se refroidit ici par conduction dans une barre de cuivre ayant une capacité calorifique de 81 calories. Le disque de tungstène qui constitue l'anticathode est enrobé dans le cuivre par fusion dans le vide. La réalisation d'un vide suffisant est délicate parce que le cuivre retient facilement du gaz. On utilise pour éviter, dans la mesure du possible, ces inconvénients du cuivre traité au bore par le procédé de Weintraub qui le rend homogène et le débarrasse de l'oxygène et des oxydes de carbone et de cuivre qu'il renferme.

2° *Tube Lilienfeld* (fig. 7). — Il comporte un filament incandescent F, porté à une température suffisamment élevée pour émettre toujours un excès d'électrons.

Un champ produit entre le filament et un cylindre creux d'aluminium C entraîne un certain nombre de ces électrons, qui forment le faisceau cathodique.

Le métal, dont la surface interne est bombardée par ce faisceau, s'ionise et émet à son tour des corpuscules qui se trouvent dans un champ produit entre l'électrode C et l'anticathode A et constituent le faisceau cathodique.

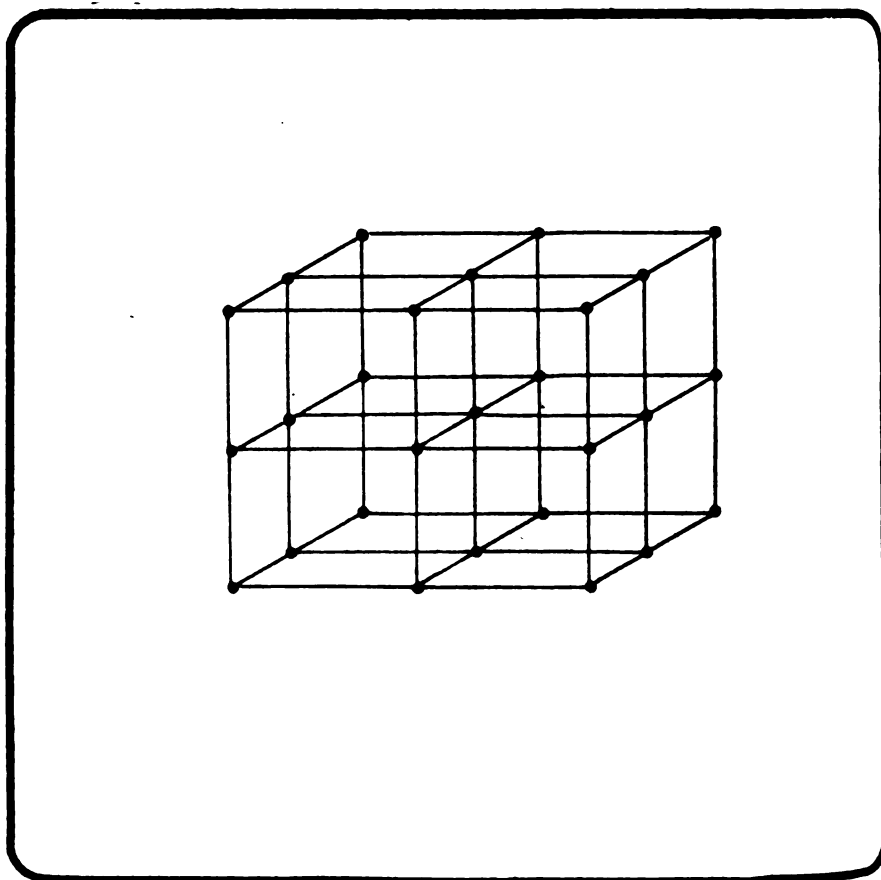


Fig. 9

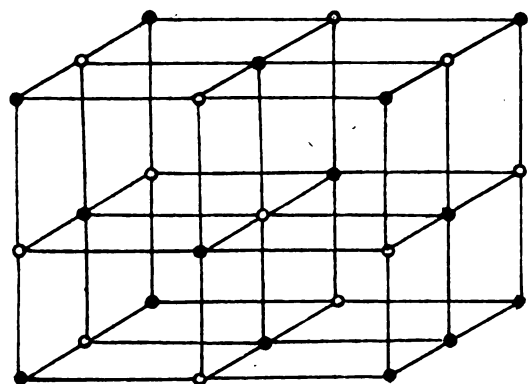


Fig. 10

On voit ainsi que l'on peut régler l'intensité et la dureté des rayons X obtenus.

Le tube se compose d'un ballon B contenant un filament de tungstène en forme de W, chauffé par un courant de 13 ampères sous 5 volts.

L'anticathode, en platine, est soudée sur une tubulure de cuivre refroidie par circulation d'eau.

3° Tube Muller (fig. 8). — Le filament incandescent est logé dans une cupule métallique qu'une grille C à larges mailles obture du côté de l'anticathode. Cette cupule est reliée au filament, en dehors de l'ampoule, par la résistance R.

Si $R = \infty$, la grille se charge à un potentiel négatif et les différences de potentiel appliquées entre A et F ne pourraient entraîner d'électrons de la cupule.

Si $R = 0$, la grille n'offre pas grand obstacle à la décharge. R permet donc de doser le nombre d'électrons formant le faisceau cathodique.

L'anticathode, en platine, est refroidie par ébullition ou circulation d'eau.

§ 2. PROPRIÉTÉS OPTIQUES DES RAYONS X DIFFRACTION DES RAYONS X

Un faisceau de rayons X tombant sur un milieu matériel, pour un certain nombre d'atomes du milieu, les électrons, entrant en vibration forcée, deviennent de nouvelles sources ayant même fréquence que les rayons incidents. En un point, il faudra composer les vibrations issues de ces atomes ; il en résulte des interférences identiques à celles obtenues dans le cas de la lumière ordinaire.

Dans un cristal, suivant la conception de Bravais, les atomes sont placés aux nœuds d'un réseau à trois dimensions (fig. 9). On peut distribuer ces nœuds suivant un système de plans parallèles et équidistants dits plans réticulaires.

Le milieu cristallin se comporte comme un assemblage de miroirs parallèles aux faces les plus importantes du cristal. Chacun d'eux ne donne de rayons réfléchis que pour les rayons de longueur d'onde λ déformée par

$$n\lambda = 2d \sin \Theta$$

Θ étant le complément de l'angle d'incidence, n un entier et d une certaine équidistance caractéristique du miroir.

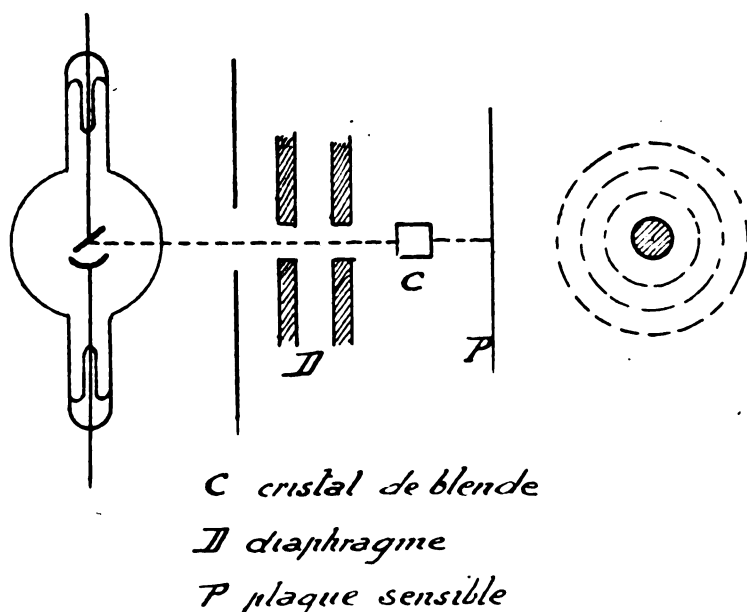


Fig. 11

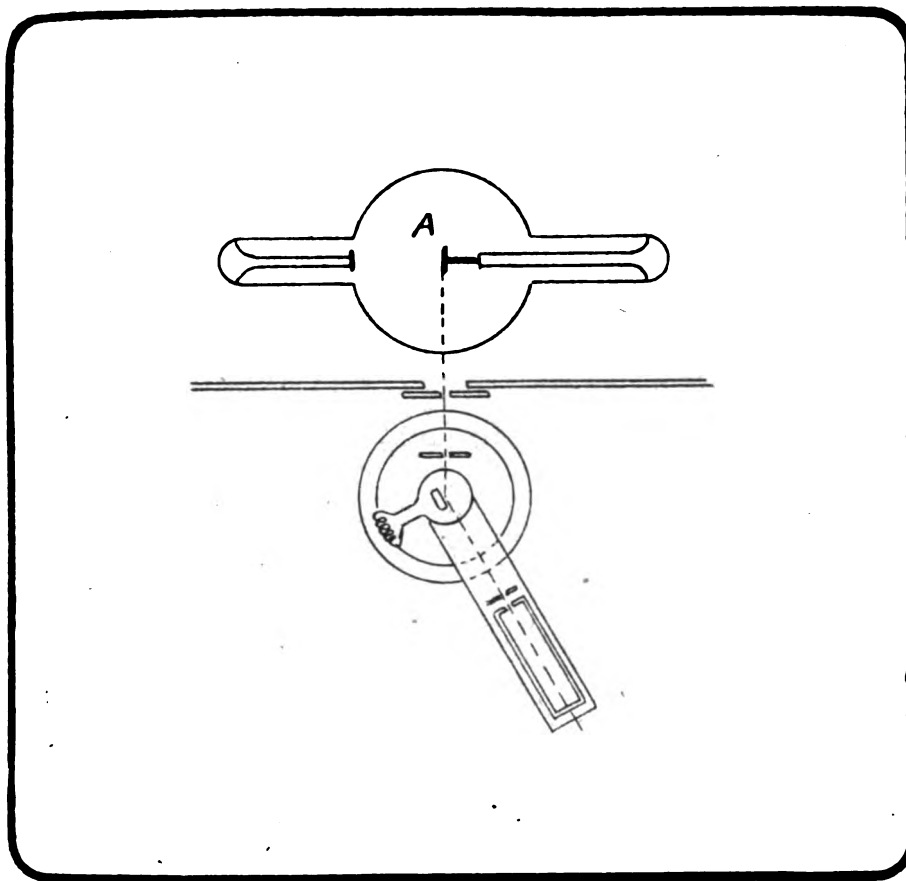


Fig. 12

La relation précédente montre que l'on peut connaître λ si on connaît a .

De même, si un faisceau de lumière frappe une face cristalline, les longueurs d'onde qu'il contient sont dispersées dans des directions correspondant à des angles Θ parfaitement définis : à chaque longueur d'onde correspond un angle Θ de réflexion sélective.

Considérons des cristaux cubiques de KCl et de NaCl. On peut envisager les faces normales aux axes quaternaires (100), aux axes ternaires (110) et aux axes binaires (111).

a étant le côté du cube les distances entre les plans réticulaires correspondant à ces diverses faces sont :

$$a_{100} = a \quad d_{110} = \frac{a}{\sqrt{2}} \quad d_{111} = \frac{a}{\sqrt{3}}$$

Bragg a étudié les spectres de diffraction de la raie α de la série K du palladium et a mesuré les angles Θ (sur $\Theta = \frac{n\lambda}{2d}$) correspondant aux différentes faces du cube. Il est arrivé à l'assemblage indiqué figure 10, les atomes de chlore étant représentés par un rond blanc et ceux de K ou Na par un rond noir.

Si M est la masse molécule du chlorure de sodium par rapport à l'hydrogène et m_0 la masse de l'atome d'hydrogène, le cube élémentaire, de densité ρ et de côté d aura pour masse,

$$\frac{1}{2} M m_0 = \rho d^3$$

d'où

$$d = \sqrt[3]{\frac{M m_0}{2\rho}}$$

On en a déduit

$$d = 2,8 \cdot 10^{-8} \text{ cm.}$$

Connaissant d pour un cristal, la relation

$$d \sin \Theta = d' \sin \Theta'$$

permet d'obtenir, en utilisant une même radiation, sa valeur d' pour un autre cristal.

Les rayons X ne peuvent être ni réfléchis, ni réfractés, propriété qui les différencie des rayons ultra-violets et les a fait assimiler dès le début à des radiations de très faible longueur d'onde, de l'ordre de l'angström (10^{-8} cm.).

MM. Friedrich et Knipping ont obtenu pour la première fois en 1912 la diffraction des rayons X en faisant tomber normalement sur un cristal de blende un étroit pinceau de ces rayons. La figure 11 donne une idée du dispositif expérimental utilisé et du résultat obtenu.

On a réalisé un spectrographe à rayons X utilisant la diffraction cristalline et basé sur les propriétés de la diffraction que nous venons de rappeler. Lorsque $n\lambda = 2d \sin \Theta$, le renforcement dans la direction privilégiée est suffisant pour déterminer une action photographique ou pour communiquer à un gaz une conductivité appréciable.

On reçoit les rayons sur la face d'un cristal incliné d'un angle α par rapport au faisceau. Un appareil récepteur basé sur la variation de conductivité d'un gaz, suivant qu'il est ou non traversé par un faisceau diffracté, est placé automatiquement dans la direction 2α . En faisant tourner le cristal on observe les spectres de la radiation étudiée (fig. 12).

On peut également obtenir des clichés des spectres en faisant tourner lentement le cristal et recevant le faisceau diffracté sur une plaque photographique fixe.

Il est d'ailleurs possible de diffracter les rayons X avec un réseau ordinaire employé sous une incidence rasante.

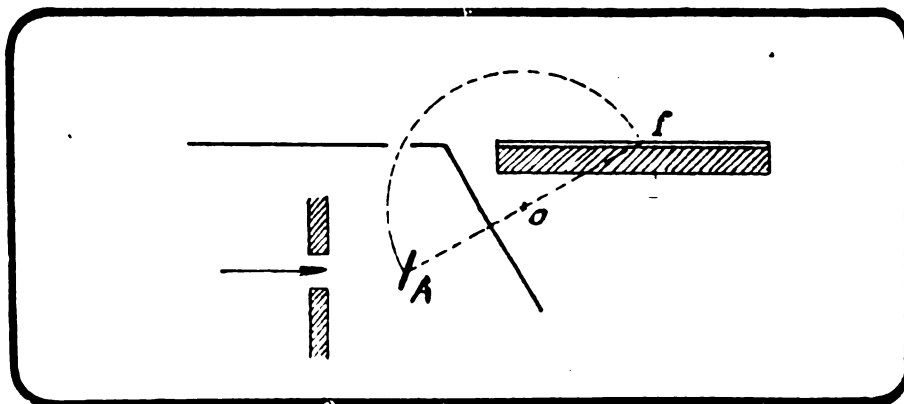


Fig. 13

SPECTRES DE RAYONS X LOI DE MOSELEY

Les raies constitutives des spectres en rayons X des corps souples peuvent être réparties en séries représentées par des formules rentrant dans le type général

$$\nu = RN^2 \left(\frac{1}{n^2} - \frac{1}{p^2} \right)$$

N étant le nombre atomique de l'élément et R la constante de Rydberg.

En toute rigueur, ce n'est pas le nombre atomique qui doit figurer dans la formule précédente mais un nombre peu différent $N - \alpha$. On peut énoncer la loi suivante, énoncée par Moseley :

La racine carrée de la fréquence ν d'une raie donnée est une fonction linéaire du nombre atomique.

IONISATION PAR LES RAYONS X

Les rayons X rendent conducteurs les gaz qu'ils traversent. Tout se passe comme s'ils provoquaient au sein de la masse gazeuse l'apparition de particules chargées respectivement, posi-

tivement et négativement. On a été conduit à admettre que ces particules proviennent de la désintégration de l'atome ou de la molécule gazeuse.

EFFET PHOTO-ÉLECTRIQUE DES RAYONS X

Les rayons X dont la fréquence est considérable produisent des effets photoélectriques intenses que l'on étudie en plaçant le métal irradié A dans un champ magnétique uniforme H, normal au plan de la figure (fig. 13). Les électrons émis par A décrivent des trajectoires circulaires. On n'utilise que celles qui passent par une fente étroite F. Les cercles décrits par les électrons ont pour rayon $r = \frac{mV}{eh}$.

Certains d'entre eux viennent impressionner en I une plaque photographique. Tous les cercles de même rayon partant de A et passant par la fente F doivent se rencontrer en I.

A chaque vitesse V correspond donc un trait fin sur la plaque, et en excitant A avec une radiation monochromatique de fréquence ν on devrait obtenir une raie unique, due aux élec-

trons dont la vitesse correspond à l'énergie cinétique $h(\nu - \nu_0)$.

On obtient en général plusieurs raies caractérisées par des valeurs de l'énergie

$$h(\nu - \nu_0') \quad h(\nu - \nu_0'') \quad h(\nu - \nu_0''')$$

comme s'il existait plusieurs fréquences limites $\nu_0', \nu_0'', \nu_0'''$. De plus ces fréquences font partie de celles que l'on trouve dans les spectres X de A. Il en résulte que ce corps est aussi le siège de vibrations $\nu_0', \nu_0'', \dots$ pouvant déclencher à leur tour des effets photo-électriques caractérisés par

$$h(\nu_0' - \nu_0'') \quad h(\nu_0' - \nu_0''') \quad h(\nu_0'' - \nu_0''')$$

On obtient un ensemble assez complexe de raies constituant le spectre corpusculaire magnétique de A.

L'étude de ces spectres montre que pour expliquer l'effet photo-électrique X, il faut admettre que les électrons forment dans l'atome des groupes différents auxquels correspondent des énergies croissantes $h\nu_0', h\nu_0'', \dots$ et que pour chasser un électron de l'un de ces groupes, il faut fournir une énergie au moins égale au quantum qui le caractérise.

(A suivre.)

Le Multiplex Marconi-Mathieu pour radiosignalisation

par G.-A. MATHIEU

■ ■ ■ ■ ■

Extrait de la *Marconi Review* n° 7, avril 1929

CE système permet la radiotélégraphie et la radiotéléphonie simultanées aux mêmes stations, en utilisant la même antenne, le même système d'alimentation, les mêmes installations sans qu'il soit porté préjudice à la qualité de la télégraphie ou de la téléphonie.

Les deux services, téléphonique et télégraphique, fonctionnent ensemble sans interférer l'un avec l'autre.

Le coût supplémentaire de l'équipement à ajouter à une Beam Station (1) existante, ou à une installation neuve du système simplex ordinaire est peu important en comparaison des frais considérables qu'entraînerait l'érec-

tion de stations séparées, ne pouvant être utilisées que pour un seul des services.

Le type d'appareil actuel est prévu pour un circuit téléphonique et deux circuits télégraphiques à grande vitesse. La vitesse commerciale de ces voies télégraphiques est comprise entre 100 à 200 mots. La voie téléphonique permet la communication d'abonné à abonné, et comprend des dispositifs pour la transmission de la voix, qui empêchent les phénomènes d'écho et de chant.

MODULATION DE TRANSMISSION

Pour le fonctionnement en multiplex, le standard d'émission est équipé avec un circuit de modulation comprenant

un sous-sous-modulateur, un sous-modulateur, et deux valves principales de modulation, agissant sur le système de modulation de l'anode.

Cet équipement additionnel est en tout point identique à l'équipement de modulation d'une station de radiodiffusion, et fournit une modulation de l'émission, qui est pour 90 % exempte de distorsion. Dans ces conditions la puissance normale de l'émetteur est de 10 kilowatts à l'anode de l'amplificateur principal, et 10 kilowatts à la valve d'absorption principale. Avec une distribution égale de la modulation totale, chaque voie de communication modulera donc l'émetteur dans une proportion de 30 %.

La puissance de l'onde porteuse de 10 kilowatts est commune aux trois

(1) Station à onde courte dirigée (N. d. T.)

voies de communication, et par conséquent, dans un but de comparaison, la puissance de chaque voie de communication correspond à celle d'un émetteur simplex modulé à 30 %, et l'effet à l'extrémité de réception correspond à ces conditions.

en mettant en circuit un générateur de 7.000 cycles, et la seconde voie télégraphique en mettant en circuit un générateur de 9.000 cycles ; toutes les fréquences se superposent, et servent de puissance totale de modulation de l'émetteur.

dues à la voie de communication téléphonique.

Si l'on se donne une marge de 1.000 cycles de part et d'autre, pour le réglage, un émetteur multiplex de ce type occupe une bande effective de 20.000 cycles.

L'appareil auxiliaire d'émission des

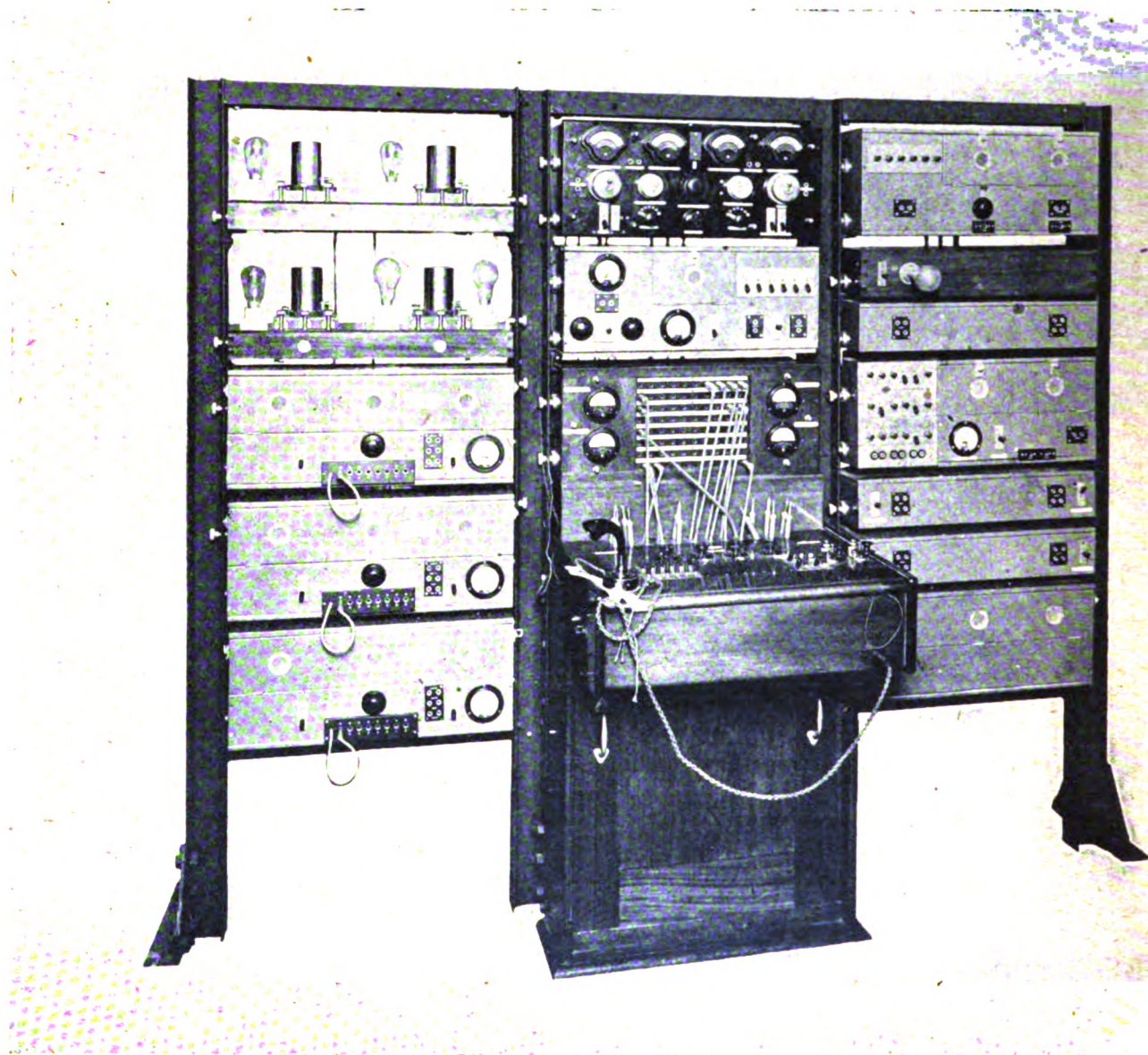


Table de contrôle.

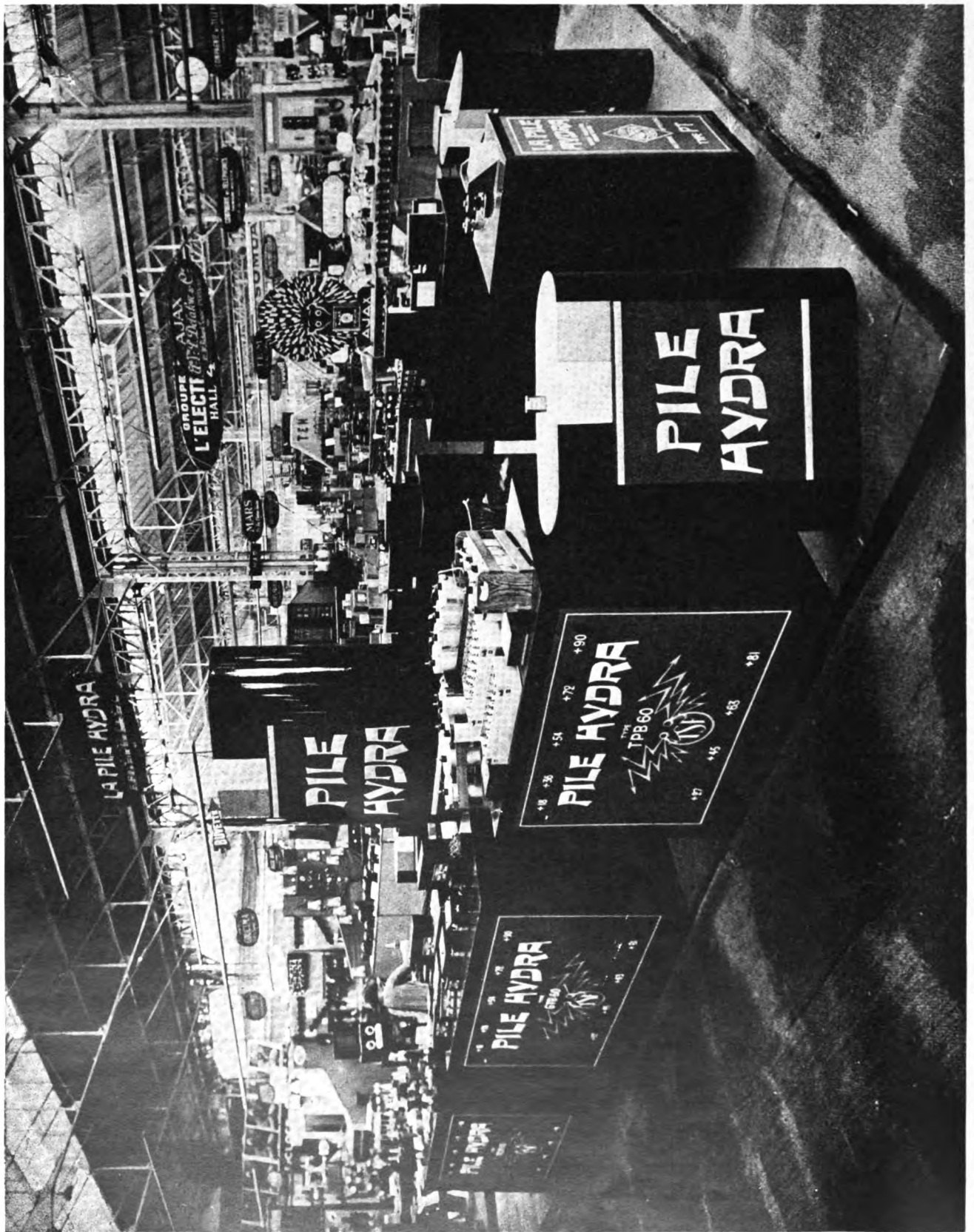
Dans le but d'éviter les interférences entre les voies télégraphiques et téléphoniques et pour diminuer la puissance nécessaire à assurer la clarté de la voie de communication téléphonique, qui est principalement due aux composantes basses fréquences de vitesses, les fréquences de la voie de communication téléphonique sont comprises entre 400 et 3.000 cycles. La première voie télégraphique est obtenue

Il est évident que sous l'effet de ces trois modulations simultanées, le rayonnement de l'émetteur est le suivant : l'onde porteuse ; deux ondes correspondant aux bandes supérieure et inférieure produites par la modulation de la voie télégraphique à 9.000 cycles, deux ondes correspondant aux bandes supérieure et inférieure de la modulation de la voie télégraphique à 7.000 cycles, et deux bandes de modulation

multiplex comprend trois petites valves génératrices, réglées pour émettre respectivement sur 9.000, 7.000 et 1.000 cycles. Les deux premières sont utilisées pour le service télégraphique, et le générateur de 1.000 cycles pour la transmission téléphonique, mais celui-ci peut encore être utilisé comme troisième voie télégraphique en remplacement de la voie de communication téléphonique.



Le maire de New-York, M. Walker, inaugure un nouveau jouet électrique pour un hôpital de l'État de New-York



LE STAND HYDRA A LA FOIRE DE PARIS

MISE EN CIRCUIT DU TÉLÉGRAPHE]

Le système utilisé pour la mise en circuit de ces générateurs assure l'égalité du temps entre les courants produisant le marquage, et ceux produisant les blancs, à toutes les vitesses; on se sert des deux contacts d'un relais. Les circuits sont prévus pour une marche exempte des bruits de manipulation et d'harmoniques, et ont fait l'objet de brevets.

On a prévu des moyens de réglage du fonctionnement et également de contrôle de ces générateurs, sans que cela entraîne une interférence quelconque. En fonctionnement normal, chacun des ces générateurs donne 1 mw sur une impédance de 900 ohms; et ces chiffres ont été choisis comme niveau zéro de tous les réglages.

Le réglage et la distribution de la modulation entre les trois voies sont obtenus en combinant le débit de ces trois générateurs en une unité composite au moyen d'un réseau de résistances calculées.

Il est évident qu'il n'est pas toujours nécessaire d'utiliser les trois voies à la fois, et si on le désire, on peut ne se servir que d'une seule voie qui utilise la modulation complète; si les conditions du trafic ne justifient pas l'utilisation des deux voies télégraphiques à certaines heures, on peut mettre hors circuit une des voies télégraphiques, en laissant 45 % de la modulation au téléphone et 45 % à la voie télégraphique utilisée, ou en distribuant comme on le voudra 90 % de modulation entre ces deux voies.

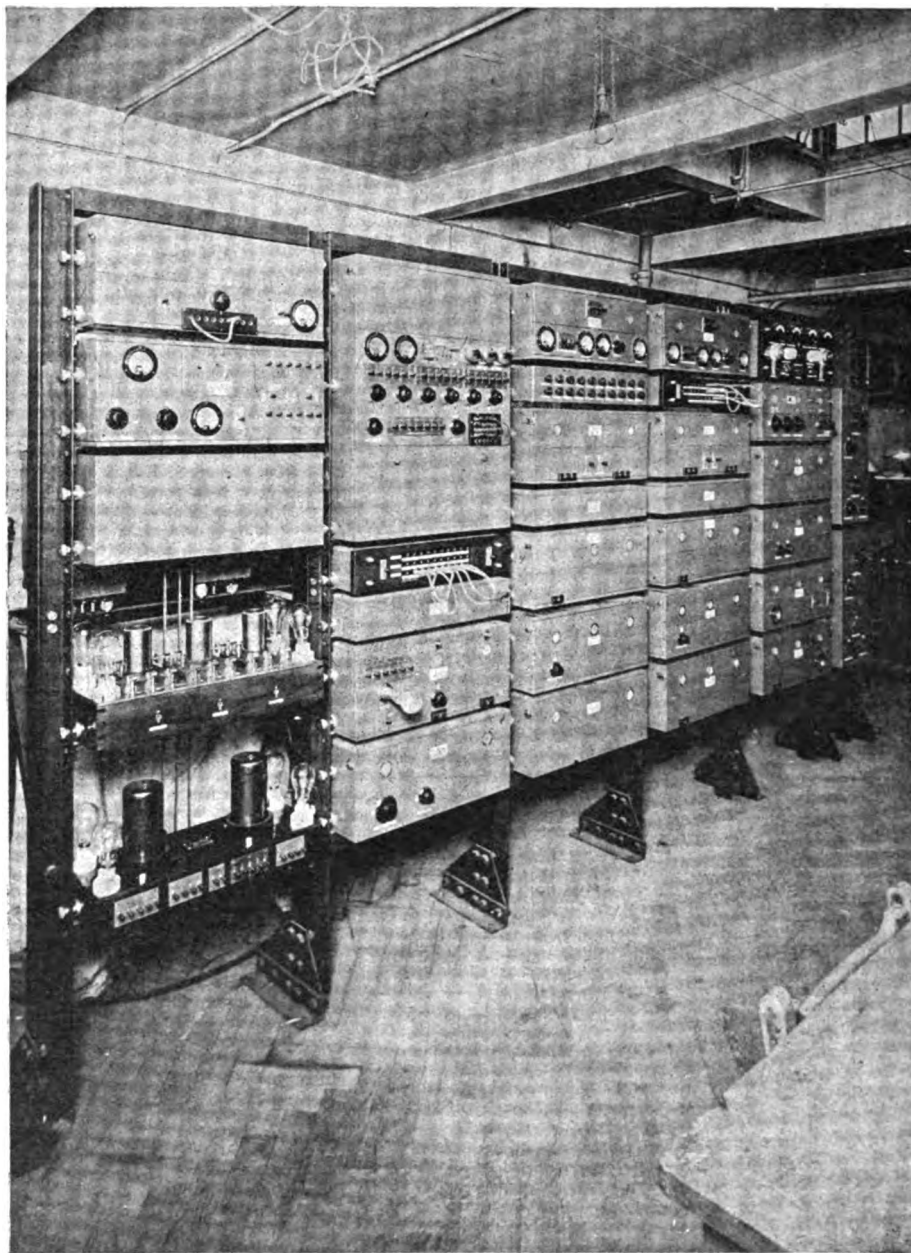
Bien entendu, normalement la voie de 1.000 cycles est prise par la modulation téléphonique, et dans ce but, l'appareil auxiliaire est muni de filtre limitant les fréquences de la voie de communication téléphonique entre 400 et 3.000 cycles, et d'un dispositif de limitation d'amplitude par tube à néon empêchant une surmodulation de la voie de communication téléphonique par un cri accidentel, ou par des erreurs commises en manipulant les circuits téléphoniques terrestres.

A première vue il pourrait sembler que le résultat obtenu sur la voie télégraphique, avec une puissance de 10 kw. et une modulation de 30 %, serait inférieur à celui obtenu avec un émetteur simplex fonctionnant sous 18 kw.

et avec la méthode d'absorption habituelle de 100 %; toute la puissance est alors employée dans les signes, et aucune radiation n'existe pour les blancs; mais notre expérience a prou-

priétés de fading sélectif observées presque toutes les fois dans tous nos services de communication par ondes courtes.

Par fading sélectif il faut entendre



Appareils émetteurs

vé, bien des fois, que la voie télégraphique multiplex du nouveau système est au moins aussi sûre, et souvent même plus sûre que l'ancien système simplex.

ÉLIMINATION DU FADING

Elle est due à la forte propriété du nouveau système d'éliminer le fading, qui est basée elle-même sur les pro-

ce fait que les mêmes messages envoyés simultanément par deux émetteurs fonctionnant à des fréquences peu différentes, n'éprouvent pratiquement jamais en même temps l'effet du fading.

Le mot fading dans ce cas est employé pour exprimer le phénomène rapide observé continuellement dans les conditions normales de propagation, et non pas le fading complet des

signaux dû à l'action des orages magnétiques.

La modulation de l'émetteur à 7.000 cycles ou à 9.000 cycles est équivalente à l'envoi des mêmes messages par deux émetteurs, travaillant à 14.000 ou 18.000 cycles de différence, et si l'on suppose une onde porteuse fixe et constante, il suffit que l'une de ces bandes existe pour prendre les signaux. En effet, l'onde porteuse elle-même est affectée par le fading, et quand ce fading va jusqu'à l'évanouissement complet ou presque, il n'y aurait pas de signal perceptible après détection, même si les deux bandes de la voie télégraphique étaient fortes au même instant.

TRAITEMENT DES BANDES ET DE L'ONDE PORTEUSE

Pour éviter ceci, dans le système Multiplex Mathieu-Marconi, l'onde porteuse transmise est supprimée à l'extrémité réceptrice, puis réintroduite au moyen d'un générateur constant de fréquence exactement égale.

Les propriétés anti-fading du système apparaissent d'une façon frappante quand on utilise le récepteur multiplex, qui permet une réception indépendante soit de la bande supérieure, soit de la bande inférieure de l'une ou l'autre des voies télégraphiques, permettant ainsi une comparaison des résultats obtenus sur une des bandes seules avec ceux obtenus sur les deux bandes utilisées simultanément.

LE RÉCEPTEUR

Le récepteur multiplex est du type à double hétérodyne et a des particularités nouvelles et nombreuses, qui sont protégées par des brevets.

Il est caractérisé par ce fait qu'un harmonique du générateur réintroduit l'onde porteuse et est utilisé comme seconde hétérodyne entre les amplificateurs filtres de la seconde bande intermédiaire, et de telle sorte que la fréquence résultante de battement de cet harmonique avec la première nouvelle onde porteuse due à l'action de la première hétérodyne de l'onde porteuse originale, correspond exactement à la fréquence fondamentale de ce générateur, permettant ainsi l'application de la méthode de battement

zéro à l'ensemble du récepteur, par le seul réglage de la première hétérodyne.

Cette invention rend le système commercial, et transforme une manipulation, qui sans cela serait d'une complexité effrayante en la simplicité même.

Les bruits de mise en circuits, dus aux voies télégraphiques, ont été complètement éliminés de la voie de communication téléphonique, en séparant avant détection la voie téléphonique et les voies télégraphiques à haute fréquence après qu'elles ont été hétérodynées pour la première fois et amplifiées ensemble.

Après le second changement de fréquence, les parties supérieure et inférieure des bandes des deux voies télégraphiques sont séparées et amplifiées séparément. La suppression de l'onde porteuse se produit également à ce moment.

La séparation des voies télégraphiques, à la fois dans chaque partie des bandes, est effectuée après la réintroduction de l'onde porteuse, au moyen d'amplificateurs à filtre, dont la largeur de bande est suffisamment large pour permettre une vitesse de 300 mots à la minute, et le réglage par la méthode du battement zéro sans produire d'interférence.

Les types d'amplificateurs à filtre sont les mêmes que ceux utilisés dans les récepteurs standards des Beam-Stations ; ils offrent l'avantage d'avoir un niveau bruyant extrêmement bas, et sont capables de laisser passer, sans distorsion ni saturation, une très large amplitude de signaux.

Le réglage de l'amplification haute fréquence du récepteur et celui de l'amplification basse fréquence de la voie téléphonique, est automatique et effectué par la variation d'un réseau sans distorsion et d'effet atténuant, commandé par des relais mécaniques.

Ces dispositifs automatiques sont remarquablement sûrs. Ils n'exigent que très peu d'attention, et conservent leurs réglages pendant des mois ; ils possèdent l'énorme avantage de n'introduire aucune réaction dans les circuits, aucun bruit supplémentaire, aucune distorsion et aucun changement dans les caractéristiques des valves.

Les dispositifs de limite et de pont du courant télégraphique direct sont à tous égards semblables à ceux des

récepteurs télégraphiques standards des beam-stations, qui ont fourni un si bon service dans ces stations Marconi. Ils en diffèrent seulement par le fait qu'ils sont prévus pour la combinaison des signaux des bandes supérieures et inférieures de chaque voie de communication.

DESCRIPTION DU RÉCEPTEUR

Le récepteur comprend deux étages d'amplification haute fréquence amplifiant ensemble toutes les ondes originales, suivis d'un premier circuit de changement de fréquence. L'hétérodyne de ce circuit a été rendue très stable par l'utilisation d'un circuit spécial fonctionnant sur une valve séparée. Le débit de la valve de modulation de ce circuit agit sur un amplificateur à filtre de bande à quatre étages, dont la fréquence moyenne est de 180.000 cycles avec une bande de 10.000 cycles de chaque côté de cette fréquence.

La séparation des voies de communications télégraphiques et téléphoniques est assurée au moyen de valves de couplages, empêchant toute réaction entre les circuits, et commandant respectivement, l'une un filtre de bande de 20.000 cycles semblables, pour les voies télégraphiques, et l'autre deux amplificateurs à filtres à deux étages très sélectifs, présentant une bande de 3.000 cycles seulement de chaque côté de la nouvelle onde porteuse et assurant la séparation de la voie téléphonique des voies télégraphiques.

Les détecteurs téléphoniques sont des diodes travaillant en push-pull sans haute tension. Le circuit est tel que toute induction possible, à laquelle donneraient naissance les appareils auxiliaires des voies télégraphiques, tels que les relais mécaniques, les oscillatrices, les appareils au son, etc., est effectivement contrebalancée avant qu'elle n'atteigne les connexions de l'amplificateur basse fréquence.

Le circuit de détection est prévu aussi pour la séparation de la composante de courant alternatif A. C. de la composante directe, due au procédé de démodulation. Les impulsions du courant direct sont égalisées par les filtres, puis amplifiées par un amplificateur spécial du courant direct, dont le débit est utilisé pour actionner des

relais, commandant les lignes artificielles des contrôles automatiques.

L'amplificateur basse fréquence ou le répétiteur de réception comprend deux étages d'amplification, ayant un gain total d'environ 40 T. U. et un débit sans distorsion, maximum, de plus de 10 T. U.

Le gain de l'amplificateur direct de haute fréquence à deux étages varie de 5 à 20 T. U. suivant la longueur d'onde utilisée.

Le gain maximum de l'amplificateur intermédiaire haute fréquence, commun à toutes les voies, est d'environ 80 T. U.

Le dispositif automatique commandant l'amplification haute fréquence agit sur la mise en circuit de la valve de couplage mentionnée ci-dessus. La description de ce système automatique sera donnée plus tard.

Revenant à la voie télégraphique, nous répéterons que le débit des valves de couplage du premier amplificateur intermédiaire de bande agit par un filtre de bande intermédiaire fonctionnant sur le circuit de grille des secondes valves modulatrices, où l'on fait à nouveau battre toutes les ondes avec le cinquième harmonique du générateur de l'onde porteuse réintroduite.

Le débit de cette valve de modulation se fait dans des filtres, dont le but

est de séparer la bande supérieure et la bande inférieure des voies télégraphiques, de supprimer la nouvelle onde porteuse et d'atténuer très fortement toutes les fréquences de la voie téléphonique.

La fréquence engendrée par la réintroduction de l'onde porteuse est de 30.000 cycles. Son cinquième harmonique étant de 150.000 cycles, on voit qu'en soustrayant ce cinquième harmonique des 180.000 de la première onde porteuse, on reproduit une onde de 30.000 cycles.

La méthode du battement zéro consiste à coupler simultanément la borne d'entrée du circuit détecteur à la sortie de la seconde valve de modulation et à celle du circuit de réintroduction de l'onde porteuse.

On voit que dans ces conditions lorsque l'onde porteuse originale passe exactement à la valeur de 180.000 cycles par l'action de la première hétérodyne une note de battement zéro se produira à la sortie du détecteur, permettant ainsi le réglage du récepteur.

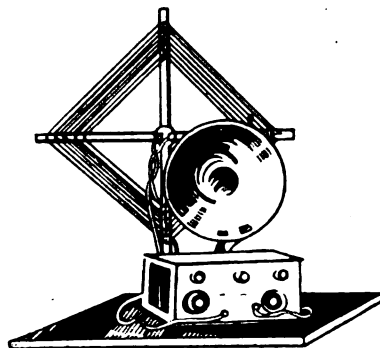
Les bandes supérieures et inférieures des voies télégraphiques, une fois séparées, sont amplifiées séparément par des amplificateurs à filtre de bande pour chacune de ces bandes, amplificateurs construits pour une largeur de bande de 3.000 cycles, avec

une fréquence moyenne de 38.000 et 22.000 cycles respectivement.

Le gain de ces amplificateurs est approximativement de 50 T. U. Ces deux amplificateurs sont terminés par des détecteurs push-pull, où l'onde porteuse est réintroduite au moyen de valves de couplage qui empêchent tout retour en arrière vers le générateur réintroduit de l'onde porteuse. Le débit de ces valves de couplage agit sur des circuits à condensateur à faible amortissement et à couplages très lâches, accordés d'une façon très aiguë à 30.000 cycles et arrangés pour être utilisés comme ondemètres pour le réglage et le contrôle de la fréquence engendrée par le générateur de l'onde porteuse réintroduite.

L'effet de réintroduction de l'onde porteuse supprimée est de reproduire la modulation à 7.000 et 9.000, modulation fournie à l'émission sur les deux circuits de bande. Leur séparation respective est encore obtenue au moyen de filtres associés au circuit de sortie des détecteurs.

Le débit de ces filtres agit dans les amplificateurs à valves de 7.000 et 9.000 cycles, qui se terminent par une valve de détection finale, dont les composantes D. C. alimentent le circuit D. C. et le circuit de limite des unités.



LA TECHNIQUE PHONOGRAPHIQUE

Chaque jour, les postes émetteurs de radiophonie diffusent des disques de phonographe ; des concours sont ouverts afin de convier l'amateur de T. S. F. à discerner l'audition directe de l'artiste de celle de la reproduction ; une promenade ne peut se faire sans rencontrer une vitrine garnie de luxueux appareils, de disques et derrière laquelle s'échappent des flots de musique. C'est là le résultat de l'essor colossal, le mot n'est pas exagéré, de l'industrie de la machine parlante, qui entre dans nos mœurs et qui fait que le phonographe aura bientôt sa place dans toute maison, à côté de son frère cadet le poste de T. S. F., s'il ne l'a pas déjà.

Quelques articles déjà parus dans ces colonnes ont effleuré le sujet, mais ouvrir une rubrique mensuelle du phonographe, s'imposait. Tâche combien délicate !...

Ce n'est pas que le sujet soit peu attrayant ; tout au contraire, mais l'industrie du phonographe, quoique déjà ancienne, est encore bien fermée et tout environnée de mystère... Nous n'irons pas jusqu'à croire que ce soit pour cacher ses vieilles méthodes routinières ; mais il est certain que nul n'a le droit de pénétrer ses « secrets ». Nous nous sommes même laissé dire qu'à l'intérieur des usines, où les travaux sont si divers, il était déjà difficile de pénétrer d'un compartiment dans un autre.

« Radioélectricité et Q. S. T. français » se devait de faire même l'impossible pour qu'il y eût en France une revue traitant de la partie technique du phonographe. Nous voulons ne rien avoir à envier à l'étranger à ce sujet.

Notre but est clair : l'amateur de T. S. F. n'a pris un tel goût à la radiophonie qu'autant qu'il a été initié aux mystères de la T. S. F., mis à même ainsi de la comprendre et, par conséquent, de mieux savoir en tirer tout le parti désirable.

L'amateur de phonographe ne peut-il pas avoir le même désir ?

Savoir comment est fait un disque peut rendre service à celui qui l'achète, en lui apprenant ou à le mieux choisir, ou à le mieux soigner, ou à le mieux utiliser.

Savoir comment sont construits un gramophone, un disque, etc., peut avoir les mêmes avantages et même inciter à les modifier pour les améliorer... Les possesseurs de vieux appareils pourront y trouver leur profit.

Enfin, l'industrie du phonographe ne peut rien y perdre. Qu'elle nous excuse par avance si, par la suite, nous sommes quelque peu indiscrets !

Un de nos vieux amis, comptant de nombreuses années dans l'industrie du disque, nous a promis de mettre son expérience à notre disposition, et nous irons bien souvent le questionner pour vous.

Nous suivrons aussi les diverses revues étrangères, pour vous tenir au courant de ce qui se passe outre-mer et par delà les frontières.

Enfin, nous consulterons les brevets... intéressants de l'Office national des inventions, en jetant de temps à autre un coup d'œil en arrière pour nous rendre compte de ce qui s'est fait il y a vingt ou trente ans et pour constater quelquefois que... l'histoire n'est qu'un éternel recommencement.

L. D.

■ ■ ■ ■ ■

Un peu d'histoire

(suite)

APRÈS avoir vu quels furent les premiers savants qui attachèrent leur nom à l'étude de l'acoustique phonographique, il nous reste à voir celui qui fut le réalisateur industriel du phonographe et qui, pour la foule, en est l'inventeur. Nous venons de nommer Edison.

Alors que Charles Cros déposait le 30 avril 1877 sur le bureau de l'Académie des Sciences les bases du phonographe, qu'en octobre 1877 le mot *phonographe* voyait le jour, ce n'est qu'en décembre 1877 qu'Edison prend son premier brevet d'invention. Il est assez curieux de lire actuellement ce brevet, l'enregistrement électrique y est frôlé de bien près. Nous connaissons même des agents de brevets de T. S. F. qui, en possession d'un tel brevet, ne se feraient pas faute d'en revendiquer la paternité (comme certaine dix-neuvième addition de joyeuse mémoire). Pour en revenir à ce brevet indiquons brièvement qu'il prévoyait la captation de vibrations acoustiques (parole et musique) et leur transformation par l'intermédi-

aire d'une membrane vibrante en vibrations électriques et leur restitution au bout de la ligne par les phénomènes inverses.

D'autre part les vibrations de la membrane pouvaient être enregistrées sur du papier, papier qui pouvait être employé pour reproduire les sons en imprimant des vibrations semblables à celles données par la voix à la membrane enregistreuse.

Le résumé vaut la peine d'être cité :

« ... La combinaison avec un diaphragme ou tympan récepteur, dans un télégraphe actionné par le son, d'une surface mouvante, d'une pointe ou plume, et d'une liaison de cette dernière au diaphragme. » Il n'y a rien d'autre à ajouter pour définir l'enregistrement électrique mais il faudra encore 50 ans pour le réaliser :

En 1878, Edison perfectionne son invention : il laisse la partie électrique qu'il n'a pas soupçonnée être importante et il crée son phonographe à cylindre mû par un mouvement d'horlogerie. Ce cylindre est entaillé d'une rainure spirale et recouvert d'une feuille de papier d'étain. La pointe enre-

gistreuse sous les vibrations du diaphragme, creuse plus ou moins la surface de l'étain dans la spirale. A la reproduction les dépressions plus ou moins grandes provoquent des vibrations de la membrane donnant, très atténués, les sons initiaux. Le papier d'étain pouvait être appliqué sur du papier enduit de paraffine ou de cire, mais toujours il devait y avoir cette surface métallique produisant un effet assez désagréable à la reproduction.

Indiquons aussi pour l'histoire que dans les brevets Edison nous trouvons le phonographe à air comprimé que certains d'entre vous ont peut-être entendu nommer.

Enfin le phonographe entrait dans le commerce. Il n'y avait plus grand chose à trouver. Un nommé Tainter eut l'idée d'enregistrer sur un cylindre de cire. Dès lors tout était trouvé, il ne restait qu'à le perfectionner et à faire de ce jouet, de cet instrument de laboratoire l'appareil moderne qui fait revivre les œuvres musicales dans notre « home » et qui charme notre oreille sans trop ennuyer nos voisins.

L. D.

A propos de vibrations acoustiques

NOUS cueillons au passage dans un de nos confrères traitant du phonographe et de la musique un article qui mérite d'être monté en épingle.

Cet article, faisant le parallèle entre l'enregistrement électrique et l'enregistrement acoustique, nous indique qu'il est bon de reproduire acoustiquement ce qui a été enregistré autrefois et avec un pick-up ce que nous possédons des enregistrements électriques modernes. Ah! Ah! si nous supposons que la membrane d'enregistrement ait une fréquence de résonance vers 1.500 périodes par exemple et que la membrane reproductrice de même nature ait une fréquence de résonance analogue, voyez vous d'ici

amateurs de T. S. F. mes frères, la superbe courbe à résonance très aiguë obtenue après ces deux étages transformateurs! Le raisonnement serait le même pour le pick-up et les disques électriques. Disons plutôt et convenons-en que l'idéal est d'enregistrer avec un rendement aussi uniforme que possible et de reproduire avec une « courbe » la plus horizontale possible, fût-elle l'œuvre d'un pick-up, d'un diaphragme ou autre...

Mais il y a mieux : il paraît que l'enregistrement mécanique permettait de capter les seules fréquences entre 32 et 4.176 vibrations à la seconde. C'est bien précis et, comme les notes les plus basses usuelles ne descendent pas en dessous de 20, il pourrait sembler à

l'amateur moyen que l'enregistrement électrique n'a guère amélioré le registre des basses fréquences.

Par contre l'enregistrement électrique permettrait d'utiliser « des vibrations d'une fréquence de 300.000 à la seconde » (bien lire cinq zéros). Cela, c'est aller un peu fort.

Chacun sait que les appareils enregistreurs les plus modernes n'admettent pas de fréquences supérieures à 6 ou 7.000 périodes et qu'en tout cas l'oreille humaine s'arrête en moyenne à 20.000 périodes. Est-ce que par hasard un diaphragme miraculeux aurait été inventé pour flatter les oreilles des chiens allemands dont l'oreille est dit-on sensible à 50.000 périodes et pour lesquels on a inventé des sirènes spéciales?

En parcourant la foire de Paris

MALGRÉ la chaleur étouffante et la foule très dense, nous avons été faire un tour parmi les stands de la porte de Versailles. Si la T. S. F. est installée dans un hall où les haut-parleurs doivent rester muets il n'en est pas de même des machines parlantes...!

A peine entrés, entre deux pianos mécaniques un exposant tient à nous faire entendre un appareil portatif... Il y a de nombreux appareils de cette classe, de toutes couleurs et aussi de rendements inégaux! A retenir que le pavillon a acquis presque généralement le développement maximum, c'est-à-dire qu'il entoure complètement le moteur. Certains ont de très bons rendements dans les registres bas sans trop atténuer les fréquences élevées. La question se pose néanmoins de savoir si à tous on reconnaîtrait la voix de son maître!

Le diaphragme métallique est très en faveur, malgré ses petites vibrations, il donne une telle supériorité par ailleurs à l'audition qu'il n'y a pas un appareil ou un meuble de prix qui n'en soit muni.

Le diaphragme à mica, avec sa tonalité grinçante, est réservé aux appareils bon marché.

Un ou deux appareils à pavillon extérieur sont encore exposés, comme sortis d'un musée, sans qu'aucune

amélioration de la partie acoustique n'ait été tentée.

Les meubles de luxe sont assez nombreux, mais le conduit acoustique plus long doit être plus difficile à calculer et à établir car, à part deux ou trois modèles d'une bonne reproduction, nous n'avons rien entendu de remarquable.

Enfin il y a les reproducteurs électriques de disques. Beaucoup de fabricants d'appareils de cette classe pour le nombre de clients.

L'industrie de la T. S. F. doit laisser des loisirs qu'il serait bon d'occuper. Malgré le nombre, nous n'avons guère entendu que deux ou trois auditions de bonne qualité. Le bon haut-parleur, de rendement uniforme en fonction des fréquences, fût-il électrodynamique et même surtout dans ce cas, est encore à trouver. L'un des exposants faisait bien entendre des disques d'orgue merveilleux mais se gardait bien de reproduire ensuite un disque de violon ou de flûte, par exemple. Les amateurs de pick-up aiment, paraît-il, les notes basses et sourdes. Pourquoi diable les compositeurs n'ont-ils pas songé à cela? La reproduction n'aurait rien ajouté à leur œuvre.

Un haut-parleur puissant, d'un principe nouveau ou tout au moins nouveau comme réalisation puisque c'est un grand microphone à condensateur est présenté. Nous avons été déçus par

l'audition... disons de suite que la présentation pouvait bien en être cause car le disque placé sous le pick-up était complètement usé. C'est très regrettable car la tonalité ne semblait pas être assourdie comme chez tous ses congénères.

Pour les disques, à part la petite réalisation en 20 centimètres de diamètre que l'on peut voir dans trois ou quatre stands, il n'y a rien de nouveau.

Quelques maisons spécialisées exposent des moteurs de phonographe : les uns à ressorts, les autres électriques. Rien de particulier. Le bon moteur électrique se fera attendre encore longtemps. Nous entendons suffisamment les moteurs électriques à l'œuvre dans nos grands postes d'émission de T. S. F. Il est en effet très désagréable d'entendre de leurs fantaisies au cours des auditions de belle musique classique. Cela peut être acceptable quand nous entendons ou plutôt nous essayons de ne pas entendre Tannhauser exécuté sur un motif de fox-trot ou des Rhapsodies plus ou moins colorées!

Pourquoi n'essaye-t-on pas en France de lancer, ce que l'on voit dans les revues américaines, le moteur de phonographe synchrone? Toute la partie de la France se trouvant sur de grands secteurs stables pourrait au moins entendre des auditions ne détonnant pas.

Nous aurions aimé voir également l'appareil à remontoir électrique : le client acheteur d'un meuble préférerait certainement un petit supplément au supplice de tourner une manivelle d'orgue de barbarie pendant cinq minutes. Peut-être les firmes américaines permettront-elles à leurs filiales ou amies (?) en France de voir la question ?

D'autres firmes très spéciales présentent leurs très nombreuses sortes d'aiguilles. Il n'y a pas de nouveautés dans cette voie. Nous réservons la question des aiguilles, trop souvent ignorée du profane, pour un prochain article.

Enfin il y a quelques meubles assez rares phono - T. S. F. Nous ne croyons pas beaucoup à leur propagation dans l'état actuel des choses. Si le haut-parleur ne s'améliore pas, il est peu probable que l'acheteur d'un meuble

de prix ne préfère l'audition directe du disque par un bon appareil à l'audition, à travers des B. F. plus ou moins bien au point, et les différentes périodes propres du pick-up des transfos et des haut-parleurs. Sans compter l'ennui dû aux piles et aux accumulateurs. Laissons le pick-up pour une utilisation où il se révèle très intéressant : les appareils à faire danser. Il a déjà un champ assez vaste à notre époque de jazz. Les fabricants de « pianos mécaniques » peuvent voir en lui un concurrent redoutable et enfin pour le cinéma parlant, qui ne fait qu'apparaître chez nous, il trouvera une vaste et intéressante application...

Une promenade au hall de la T. S. F. nous a permis de voir que les constructeurs de lampes étudient tous des lampes de plus en plus perfectionnées pour l'amplification des courants téléphoniques. Cela permet de penser

qu'un jour nous pourrions avoir en France des lampes capables d'être utilisées à l'enregistrement et que les appareils de reproduction électrique s'amélioreront.

Il est amusant de voir, ce qui ne doit pas être une coïncidence, que si au phonographe la vogue est à l'appareil portatif, en T. S. F. tous les constructeurs d'un peu d'importance ont un modèle de poste valise ou portable.

Sur beaucoup de postes également il y a un jack permettant d'attaquer la détectrice par un pick-up.

Les deux industries ont et auront de plus en plus des liens étroits.

N'empêtons pas plus longtemps sur le terrain d'autrui et, quittant la T. S. F., nous reprenons le Nord-Sud espérant que l'an prochain nous apportera un peu plus de nouveauté.

L'amplificateur d'enregistrement

NOUS avons vu lors de notre visite à la salle d'enregistrement le microphone qui capte les vibrations acoustiques, microphone utilisé dans tous les studios d'émission. Il vous a déjà été parlé des divers types de microphones, nous les verrons plus tard en détail... Si, comme point de départ, nous comptons que les variations de voltages aux bornes dudit microphone sont de l'ordre de cinq à six millivolts, il nous est facile de voir ce que doit être l'amplificateur qui permettra d'inscrire les vibrations acoustiques sur la cire. Si nous ne considérons que les fréquences moyennes, nous pouvons dire que l'amplification obtenue jusqu'à la grille de la dernière lampe amplificatrice est

de l'ordre de 5.000. Le point le plus délicat est qu'il serait intéressant d'obtenir un coefficient d'amplification constant pour toutes les fréquences acoustiques, c'est-à-dire de 20 périodes à 20.000 périodes. Pratiquement il n'en est jamais ainsi : en général on se contente de reproduire à demi-puissance 50 périodes, de reproduire ensuite de façon à peu près uniforme de 100 à 7 ou 8.000 périodes. Au-dessus l'amplification baisse, ne nuisant qu'au timbre de certains instruments tels que le violon et la flûte. Il est juste de remarquer ici en passant que la réduction de l'amplification pour les fréquences très basses et très hautes a une certaine utilité pour la gravure des disques. Elle facilite la reproduction et évite une usure trop rapide des disques.

Ceci étant posé, il est facile pour un radio-technicien de deviner comment est conçu l'amplificateur.

L'amplification par résistances (brevets français Beauvais-Brillouin) peut donner une bonne solution au point de vue de l'uniformité de l'amplification eu égard à la gamme de fréquences demandée (fig. 1).

L'amplification par impédances (brevets américains tombés dans le domaine public) est souvent employée. Elle fournit, si le choix des éléments est bon, une uniformité très satisfaisante avec un coefficient d'amplification supérieur au système précédent (fig. 2).

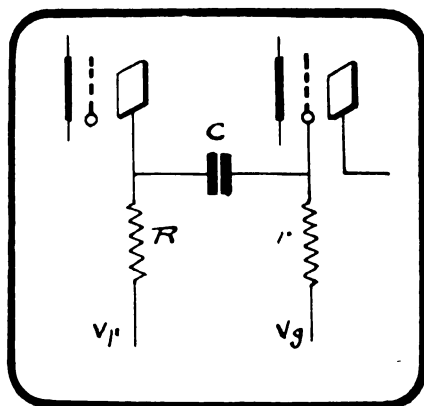


Fig. 1

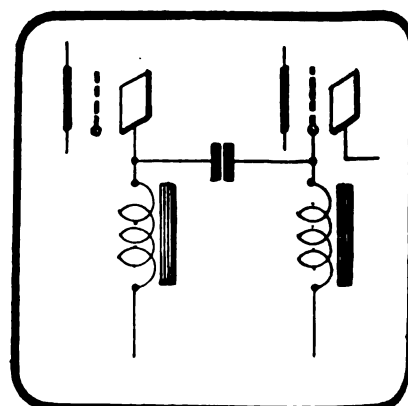


Fig. 2

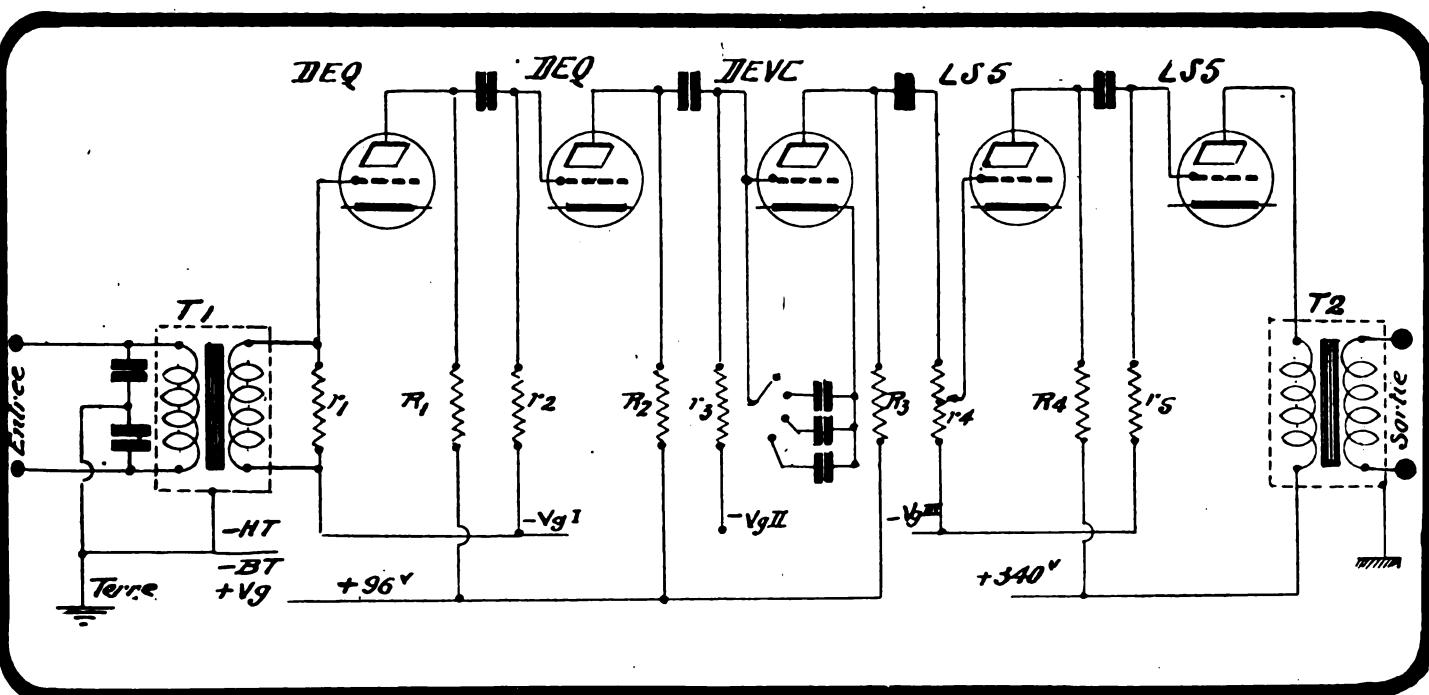


Fig. 3

partant du secteur a été utilisée avec succès.

Disons seulement que les solutions généralement utilisées sur le marché T. S. F., bien que donnant satisfaction au point de vue commercial, sont tout à fait insuffisantes pour l'alimentation des amplificateurs d'enregistrement.

Ceci étant posé, considérons un amplificateur du premier type (fig. 3).

Les variations de voltage aux bornes du microphone sont appliquées au

primaire du transformateur T_1 . Ce transformateur est de rapport très élevé (il sert de liaison entre le circuit microphonique dont la résistance est de quelques centaines d'ohms et la résistance de grille très élevée de la première lampe DEQ).

Bobiné avec grand soin, il est protégé des inductions provoquées par les secteurs industriels par une carcasse métallique mise à la terre, le circuit magnétique lui-même étant parfaite-

ment isolé de cette cage, ce qui n'est pas réalisé dans les transformateurs de T. S. F. dits blindés du commerce.

Le potentiel de l'entrée est stabilisé par rapport à la terre. La sortie du transformateur est shuntée par une résistance convenable dont le but est d'atténuer très légèrement les fréquences hautes provoquées par les sifflantes.

Du montage proprement dit, rien de particulier. C'est le schéma clas-

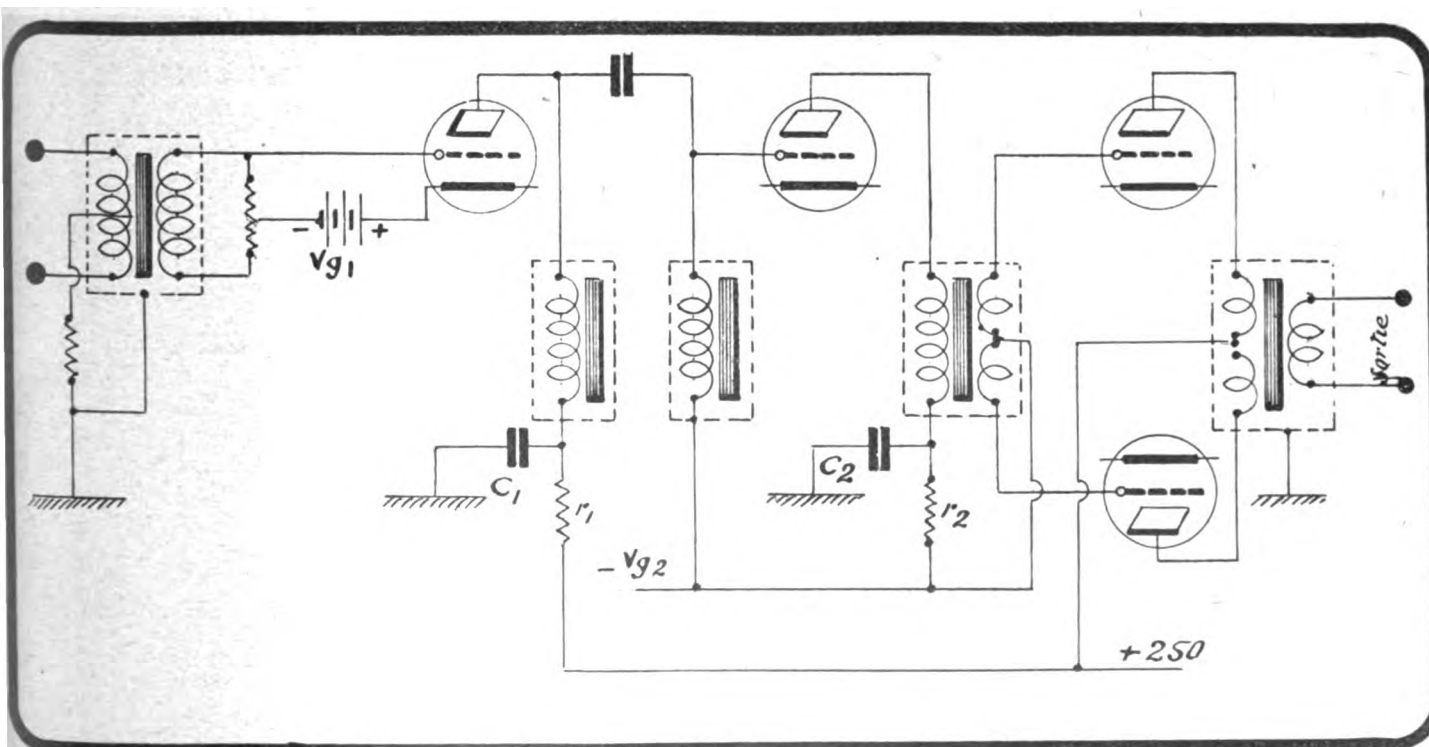


Fig. 4

sique bien connu de tous. A remarquer seulement sur la grille de la lampe DEVQ un condensateur variable shuntant l'espace filament grille, condensateur permettant d'atténuer éventuellement les fréquences élevées et partant de modifier la tonalité de l'amplification. La résistance de grille r_1 est montée en potentiomètre pour permettre de régler la puissance de l'enregistrement. Lors des essais préliminaires dont nous avons causé dans notre précédent article, l'artiste étant placé par rapport à l'orchestre, on règle l'amplification de manière à ne pas dépasser la puissance admissible dans les « Forte ».

Le transformateur de sortie est construit et protégé avec le même soin que celui d'entrée. Quant à toutes les

connexions, faites avec la plus grande minutie, et à tout l'appareillage, ils sont enfermés dans une cage métallique de laquelle ne sortent que les appareils de mesure et les boutons de manœuvre.

Un autre type d'amplificateur est représenté à la figure 4.

Les 4 lampes sont du type 205D. leur résistance interne étant voisine de 4.000 ohms et leur coefficient d'amplification étant de 6 à 7. Le couplage entre les deux premières lampes est du type représenté schématiquement à la figure 2.

Des précautions ont été prises pour éviter les accrochages internes. En effet, si nous considérons chacune des deux premières lampes en liaison avec

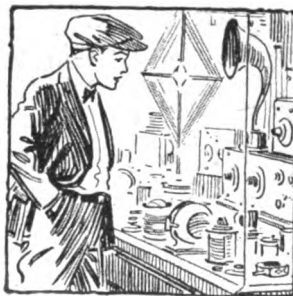
la grille et la plaque, nous trouvons deux impédances ; couplées par la capacité interne de la lampe, il pourrait se faire qu'un accrochage prenne naissance et provoque des oscillations tout à fait inadmissibles. C'est le rôle des condensateurs C_1 et C_2 et des résistances r_1 et r_2 d'empêcher l'amorçage de ces oscillations parasites.

Le potentiomètre se trouve dans cet amplificateur sur le secondaire du transformateur d'entrée.

Les deux amplificateurs ci-dessus ont été établis pour des microphones du type Reisz ou Western.

Nous verrons le mois prochain comment on peut utiliser le microphone à condensateur pour l'enregistrement.

L. DUMY, *Ingénieur*.



LA TECHNIQUE RADIOELECTRIQUE

Résonance et sélectivité

(suite)*

Par Y. DOUCET

■ ■ ■ ■ ■

B) LA SÉLECTION

Il existe tous les soirs des centaines de postes radiotéléphoniques que l'amateur peut entendre et qui émettent simultanément.

La sélection consiste à en écouter un, choisi à l'avance, en éliminant tous les autres ; c'est-à-dire à en entendre un et seulement un. On dit qu'un poste récepteur est d'autant plus sélectif que les longueurs d'onde respectives de deux postes émetteurs dont il sépare les émissions, sont plus voisines.

La sélectivité s'obtient par le phénomène de résonance que nous avons vu précédemment* auquel on ajoute quelquefois l'effet directionnel d'un collecteur d'onde approprié.

I. POSITION DU PROBLÈME

1° Considérons le circuit d'entrée d'un poste récepteur. Pour un superhétérodyne, par exemple, ce sera le cadre et son condensateur. Soit LC ce circuit. Considérons maintenant un premier circuit émetteur E_1 . Il produit dans LC un courant dont la variation en fonction de la capacité C est celle que donnerait un circuit $L_1 C_1$ en couplage lâche avec lui. Soit R_1 cette première courbe. La résonance a lieu pour la longueur d'onde λ_1 .

De même, soit R_2 courbe de résonance que donnerait — s'il était seul — le circuit $L_2 C_2$ équivalant à l'émetteur E_2 . La résonance a lieu pour la longueur d'onde λ_2 .

Soit, d'autre part, i_m la plus petite valeur de l'intensité dans le circuit LC qui donne lieu à un phénomène audible. L'examen des positions relatives des deux courbes par rapport à la droite i_m montre immédiatement qu'il faut et qu'il suffit que R_1 et R_2 ne se coupent pas pour toutes valeurs de

$$i \geq i_m$$

pour que, étant réglé sur λ_1 , on n'entende pas E_2 , et pour que, étant réglé

sur λ_2 , on n'entende pas E_1 . Il est bien évident en effet que si le point A est au-dessous de la droite i_m , on n'entendra pas E_1 sur le réglage λ_1 et que par contre on l'entendra même sur le réglage correspondant à E_1 si le point A est au-dessus de la droite i_m . En réalité la chose est un peu moins simple car il y a lieu de faire intervenir la « bande de modulation ».

2° ENCOMBREMENT SUR LA LONGUEUR D'ONDE. — Lorsqu'on dit qu'un poste émet sur la longueur d'onde, on veut dire qu'il émet sur toutes les longueurs d'onde comprises entre $\lambda - E$ et $\lambda + E$; l'expression E qu'on appelle « l'encombrement » étant la variation de λ due au phénomène de modulation.

Soit, en effet, I l'intensité constante de l'oscillation en haute fréquence entretenue du circuit émetteur. Le son émis à la fréquence Ω devant le microphone produit une variation de cette intensité qu'on appelle modulation. Si I' est la demi-variation maximum de l'amplitude du courant I, celle-ci varie de $I + I'$ à $I - I'$ sinusoidalement à la fréquence Ω . La loi de variation peut donc s'écrire

$$I + I' \sin \Omega t$$

Le courant dans l'antenne est donc de la forme

$$i = (I + I' \sin \Omega t) \sin (\omega t + \varphi)$$

si ω est la fréquence de l'oscillation.

Cette expression s'écrit

$$i = I \sin (\omega t + \varphi) + I' \sin \Omega t \sin (\omega t + \varphi)$$

c'est-à-dire

$$i = I \sin (\omega t + \varphi) + \frac{I'}{2} \cos [(\omega - \Omega)t + \varphi] - \frac{I'}{2} \cos [(\omega + \Omega)t + \varphi]$$

Ainsi le courant oscillant i se compose de trois termes sinusoidaux d'amplitude invariable et de fréquences respectives

$$\omega \quad \omega - \Omega \quad \omega + \Omega$$

La fréquence ω caractérise le courant oscillant lorsque le phénomène de modulation n'existe pas. C'est « l'onde porteuse » de fréquence invariable qui correspond à la longueur d'onde fixée λ .

La fréquence $\omega - \Omega$ du deuxième terme* varie avec la fréquence du son émis. Elle augmente pour les sons graves, elle diminue pour les sons aigus. Elle correspond à la longueur d'onde

$$\lambda_1 = \frac{2\pi V}{\omega - \Omega}$$

La fréquence $\omega + \Omega$ du troisième terme varie en sens inverse et correspond à la longueur d'onde

$$\lambda_2 = \frac{2\pi V}{\omega + \Omega}$$

L'expression de E en fonction de la fréquence est donc

$$E\omega + 2\Omega$$

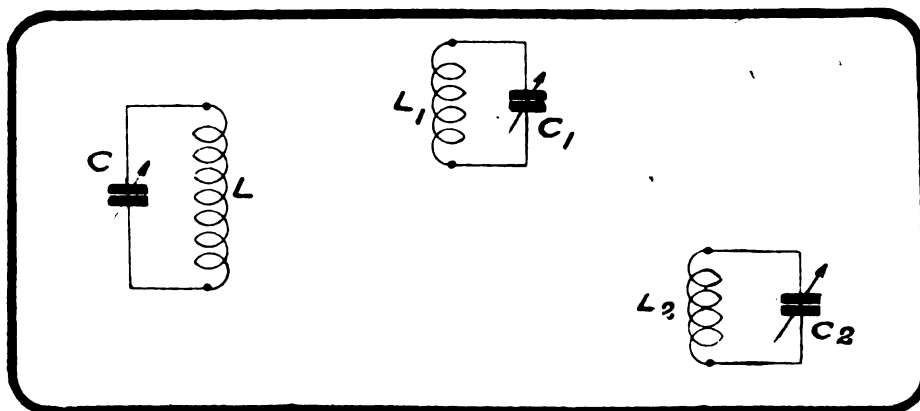


Fig. 1.

* Voir Q S T, n° 59 et n° 61.

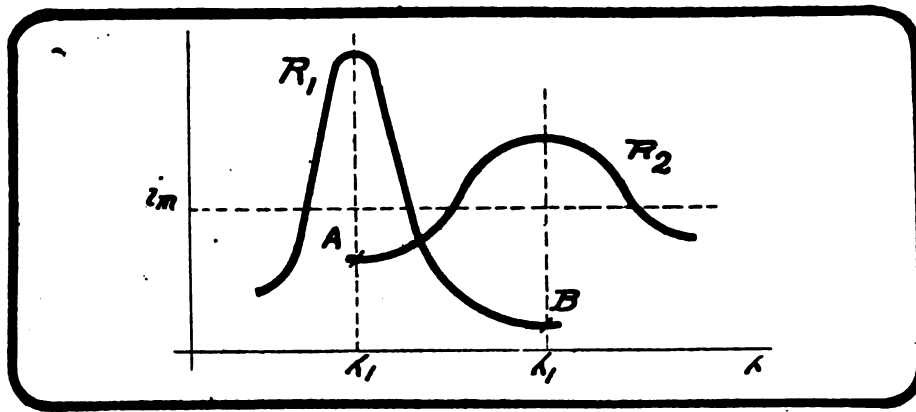


Fig. 2

et en fonction de la longueur d'onde

$$E_{\lambda} = 2\pi V \left(\frac{1}{\omega - \Omega} - \frac{1}{\omega + \Omega} \right)$$

$$E_{\lambda} \neq \frac{4\pi V \Omega}{\omega^2}$$

mais

$$\omega = \frac{2\pi V}{\lambda}$$

par suite

$$E_{\lambda} = \frac{\Omega \lambda^2}{\pi V}$$

L'encombrement maximum sur la longueur d'onde λ est

$$\epsilon = \frac{\Omega'}{\pi V} \lambda^2$$

Ω' étant la pulsation du son le plus aigu émis par le poste ou plus exactement de l'harmonique le plus aigu des différents sons émis. Donnons un exemple numérique. Admettons la fréquence 5.000 comme fréquence limite. On a

$$E_{\lambda} = \frac{2f}{V} \lambda^2$$

et

$$\epsilon_{\lambda} = \frac{2.5 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^8} \lambda^2$$

$$\epsilon_{\lambda} \neq 3 \cdot 10^{-5} \lambda^2$$

L'encombrement augmente avec la longueur d'onde suivant une loi parabolique.

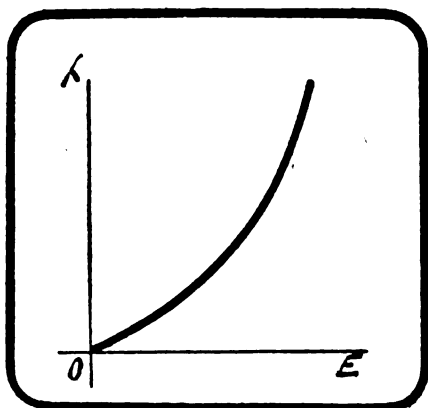


Fig. 3

Pour $\lambda = 100$ mètres, l'encombrement est de 0 m. 30, Pour $\lambda = 1.000$ mètres, l'encombrement est de 30 mètres.

Nous verrons comment cela conduit à interdire l'emploi des grandes ondes (supérieures à 3.000 mètres) en radio-téléphonie.

Voyons comment se pose maintenant le problème de la sélection.

II) SÉLECTION PAR RÉSONATEUR UNIQUE

Envisageons d'abord le cas très simple posé au début, à savoir celui d'un circuit résonnant composé d'une bobine et d'un condensateur. Prenons, par exemple, le circuit d'accord en « direct » d'un poste à galène. soit comme plus haut R_1 et R_2 les deux courbes de résonance donnant l'intensité du courant dans le circuit lorsque l'antenne est excitée par E_1 émettant sur λ_1 puis par E_2 émettant sur λ_2 .

Soit encore i_m la plus petite valeur de l'intensité décelée par l'écouteur. Au lieu de considérer uniquement l'ordonnée du maximum, il faut considérer les bandes de longueur d'onde qui constituent les encombrements relatifs à λ_1 et à λ_2 .

a) Les bandes d'encombrement se chevauchent.

Lorsqu'on est accordé sur l'émission E_1 l'intensité du courant varie de I_{mx} à I' tel que

$$I' = f(\lambda_1 \pm E_1)$$

puisque la longueur d'onde varie de λ_1 à $\lambda_1 \pm E_1$ suivant la fréquence du son émis. Il est donc bien évident que si

$$\lambda_1 + E_1 > \lambda_2 - E_2$$

on entendra à la fois les deux émissions.

La seule solution consisterait à diminuer la sensibilité du récepteur, c'est-à-dire augmenter i_m jusqu'à une valeur

$$i_m \geq I'$$

Mais alors on diminue systématiquement la largeur de la bande de modulation,

c'est-à-dire qu'on supprime l'audition des sons de fréquences supérieures. Une telle chose étant inadmissible, on peut dire qu'il est impossible de séparer deux émissions dont les bandes de modulation (emcombrement) se chevauchent.

Pour que deux postes émetteurs ne se brouillent pas, il faut donc que l'on ait

$$\lambda_1 + E_1 \leq \lambda_2 - E_2$$

ou en parlant fréquence

$$\omega_1 + \Omega \leq \omega_2 - \Omega$$

c'est-à-dire

$$\omega_2 - \omega_1 \geq 2\Omega$$

Les différents congrès de répartition des longueurs d'onde ont adopté la fréquence 5.000 comme fréquence limite. Par suite deux postes les plus voisins en longueur d'onde ont une différence de fréquence

$$f_2 - f_1 \geq 10.000$$

du moins en principe

β) Les bandes d'encombrement sont distinctes

C'est le cas représenté fig 5. Si

$$I_1 = f(\lambda)$$

représente la courbe R_1 et

$$I_2 = f(\lambda)$$

représente la courbe R_2 , pour que E_2 soit inaudible lorsque le circuit est en résonance sur la longueur d'onde λ_1 , il faut que l'on ait

$$I_2(\lambda_1) < i_m$$

ou même plus exactement

$$I_2(\lambda_1 \pm E_1) \leq i_m$$

avec le signe (+) si

$$\lambda_2 > \lambda_1$$

et le signe (—) si

$$\lambda_2 < \lambda_1$$

Ainsi dans le cas de la figure 5 on entend E_2 sur le réglage de E_1 , mais on n'entend pas E_1 sur le réglage de E_2 .

Pour exprimer analytiquement qu'aucun des postes ne gêne l'autre, on

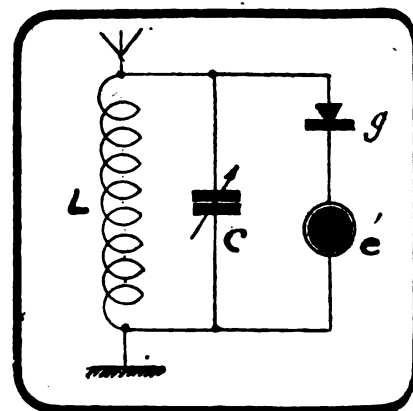


Fig. 4

écrit que l'ordonnée du point d'intersection est inférieure ou au moins égale à i_m . Si T est l'abscisse du point d'intersection, les conditions

$$I_1(T) \leq i_m$$

ou

$$I_2(T) \leq i_m$$

que la courbe est d'autant plus aiguë que α est plus petit. Or

$$\alpha = \frac{R}{2L}$$

Pour augmenter la sélectivité on diminue donc la résistance ohmique R du circuit résonant. Pour cela on emploie du fil de cuivre argenté de grosse section et surtout on fait usage

à réaction classique) est beaucoup plus sélectif qu'un montage à galène qui possède le même accord mais qui ne peut pas user de la réaction. On peut aussi augmenter L, c'est-à-dire obtenir l'accord avec la plus grande self possible et corrélativement avec la plus petite capacité possible. On retrouve là des conclusions bien connues de tous les amateurs de T. S. F. Ainsi la sélectivité augmente lorsque α diminue.

Pour la suite du développement il est nécessaire de préciser cela par le calcul.

Puisqu'un poste récepteur est d'autant plus sélectif qu'il sépare des émissions plus voisines on peut définir S par le rapport

$$S = \frac{1}{\Delta\omega}$$

$\Delta\omega$ étant la plus petite différence de fréquence séparée.

On a vu qu'on ne devait pas séparer deux émissions dont les bandes d'encombrement se chevauchent sous peine de distorsion par suppression des fréquences élevées. La plus grande valeur de S est donc

$$S = \frac{1}{2\pi \cdot 5\,000}$$

$$S = \frac{1}{30\,000}$$

Voyons plus généralement la valeur de S pour un poste qui sépare tout juste deux émissions E_1 et E_2 dont la différence de fréquence est $\Delta\omega$. Soit R_1 et R_2 les deux courbes de résonance. Si $\omega_1 - \omega_2$ est la plus petite différence qui autorise la séparation on a

$$I_1(\omega_2) \leq i$$

et

$$I_2(\omega_1) \leq i$$

Il suffit d'écrire une des deux relations avec le signe = en supposant qu'elle correspond à la courbe qui est caractérisée par la plus grande valeur de α . Dans le cas de la figure nous écrirons

$$I_2(\omega_1) = i$$

Rappelons que

$$I_2 = \frac{M\omega_2^2 I'}{L\sqrt{(\omega^2 - \omega_2^2)^2 + 4\alpha^2\omega_2^2}}$$

et que

$$I_{mx} = \frac{M\omega_2 I'}{2\alpha L}$$

On a donc

$$\frac{M\omega_2^2 I'}{L\sqrt{(\omega_1^2 - \omega_2^2)^2 + 4\alpha^2\omega_2^2}} = i$$

ne sont d'ailleurs pas nécessaires mais elles sont suffisantes.

Les conclusions auxquelles on arriverait seraient celles qu'on peut déduire du simple examen de la figure 5. On séparera E_1 de E_2 — et inversement — 1° en augmentant la valeur i_m . C'est le moyen brutal qui n'est jamais employé (surtout pour la réception à galène que nous envisageons ici). On ne diminue la sensibilité d'un poste récepteur que dans des cas extrêmes. D'ailleurs les différents procédés n'augmentent pas i_m : ils diminuent plutôt i_{mx} . 2° en augmentant l'acuité de la courbe de résonance du circuit d'accord. On a vu* que la forme de cette courbe est caractérisée par la valeur du coefficient α d'amortissement. On sait

de la « réaction » qui, comme on le sait, introduit une résistance négative. C'est pourquoi un poste à une lampe détectrice en accord direct (résonateur unique) montée en « autodyne » (poste

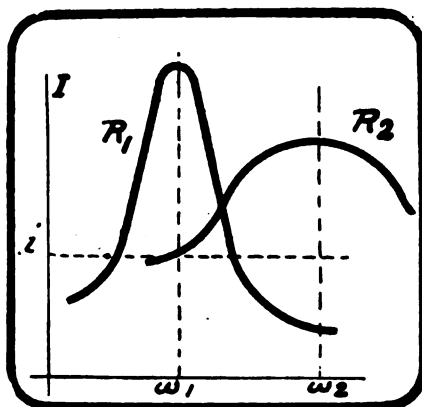


Fig. 6

Fig. 5

Posons que le courant minimum audible est la $\frac{1}{n^{\text{ième}}}$ partie du courant maximum du poste que l'on cherche à éliminer.

$$i = \frac{M\omega_s I'}{2n\alpha L}$$

Il vient alors

$$\frac{M\omega_s I'}{L \sqrt{(\omega_1^2 - \omega_s^2)^2 + 4\alpha^2 \omega_s^2}} = \frac{M\omega_s I'}{2n\alpha L}$$

et après simplification

$$n^2 \alpha^2 \neq \Delta \omega^2$$

en posant

$$\omega_1 - \omega_s = \Delta \omega$$

et puisque

$$S = \frac{1}{\Delta \omega}$$

on a enfin

$$S = \frac{1}{n\alpha}$$

Il existe une valeur de α au-dessus de laquelle la sélectivité est trop faible pour être acceptable. A quelle valeur α correspond-elle ?

Comme il s'agit de « pratique » prenons un exemple précis. Lorsqu'un poste récepteur ne permet pas — à Paris — l'écoute de Daventry pendant une émission de Radio-Paris, on dit communément qu'il n'est pas sélectif. Admettons cela comme sélectivité minimum. La différence des fréquences étant de 16.000, la sélectivité minimum a pour valeur

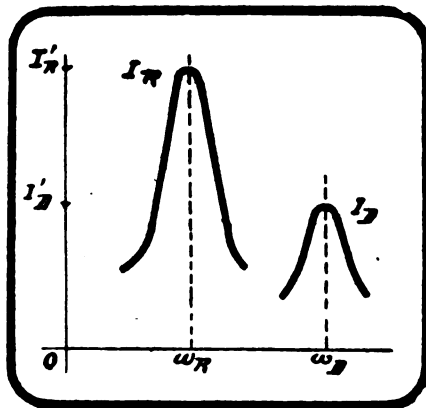


Fig. 7

$$S = \frac{1}{16.000 \times 2\pi}$$

$$S = \frac{1}{10^5}$$

Calculons la valeur correspondante de α pour un résonateur unique. Il faut déterminer n . Soit I_R et I_D les deux courbes de résonance.

Si sur le réglage ω_D , I_R a la valeur

$$\frac{I_R}{1000}$$

I_R étant le courant maximum, on peut poser que Radio-Paris est très sensiblement inaudible.

On a alors

$$S = \frac{1}{1000 \alpha}$$

et par ailleurs

$$S = 10^{-5}$$

On en tire

$$\alpha = 10^5$$

C'est ce que nous prenons comme limite supérieure de la valeur de l'amortissement.

Construisons la courbe

$$S = f(\alpha)$$

C'est une hyperbole équilatère qui admet les axes pour asymptote.

Elle montre clairement que la sélectivité diminue lorsque l'amortissement α augmente.

Nous limiterons la courbe à $\alpha = 100$ et nous résumerons dans le tableau de la figure 9.

Ainsi le coefficient α semble borner uniquement par valeur supérieure et le problème de la sélection par un résonateur unique semble bien facile à résoudre.

Il n'en est malheureusement pas ainsi : α a aussi une limite inférieure. Considérons en effet une courbe de résonance et la bande de modulation.

L'intensité sur la fréquence ω est I_{mx} et l'intensité sur les fréquences $\omega - \Omega$ ou $\omega + \Omega$ est I' .

Ainsi les sons émis devant le microphone sont reçus avec une intensité qui dépend de leur fréquence. Il se produit donc une distorsion due à la forme même de la courbe de résonance du circuit récepteur. Comme on sait que l'acuité de cette courbe est caractérisée par la valeur de α , on en déduit que la distorsion est fonction de α . Elle est caractérisée, comme le montre la figure, par l'affaiblissement des sons aigus. On la mesurera par la quantité

$$I_{mx} - I'$$

ou ce qui revient au même par le rapport

$$\Delta = \frac{I_{mx}}{I'}$$

qui donne la valeur de l'affaiblissement par rapport à l'intensité maximum.

A est d'autant plus grand que la valeur de I' est plus petite. Remarquons que son expression est justement l'inverse de ce que nous avons appelé précédemment « l'équation réduite » de la courbe de résonance. On avait

$$y = \frac{1}{1 + \frac{(\omega^2 - \omega_s^2)^2}{4\alpha^2 \omega_s^2}}$$

On a ici

$$\omega^2 - \omega_s^2 = 2\omega\Omega$$

l'expression se simplifie et s'écrit

$$\left(\frac{I'}{I_{mx}}\right)^2 = \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + \Omega^2}$$

D'où l'on tire

$$\Delta = \frac{1}{\alpha} \sqrt{\alpha^2 + \Omega^2}$$

En première approximation on pourra poser

$$\Delta \neq \frac{\Omega}{\alpha}$$

en prenant α suffisamment petit.

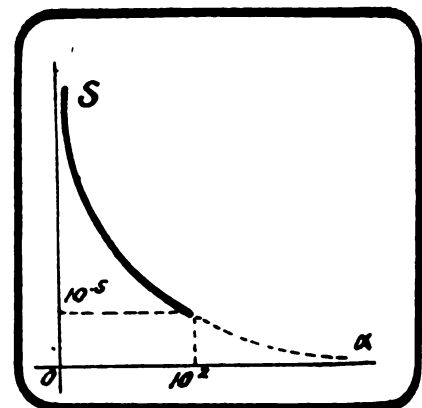


Fig. 8

Ainsi la distorsion augmente lorsque α diminue, comme on pouvait s'en rendre compte d'après la forme des courbes de résonance.

Pour préciser, traçons la courbe

$$\Delta = \frac{1}{\alpha} \sqrt{\alpha^2 + \Omega^2}$$

C'est une hyperbole équilatère qui admet pour asymptote

$$\alpha = 0$$

$$\Delta = 1$$

Mathématiquement parlant il s'introduit donc toujours une distorsion, si grand que soit α , et I' tend vers I_{mx} , c'est-à-dire Δ tend vers 1 lorsque α augmente indéfiniment. Cette distorsion est d'autant plus grande que α diminue. A partir de quelle valeur de

« n'est-elle plus acceptable? Donnons-nous la plus grande valeur tolérable pour Δ . Pour cela nous admettrons avec d'autres auteurs que la distorsion est acceptable aux oreilles les plus difficiles tant que

$$I' \geq \frac{I_{mx}}{2}$$

pour les fréquences de 5.000 p./s.
Pour $\Delta = 2$ on a sensiblement α , tel que

$$2 = \frac{2\pi \cdot 5\,000}{\alpha}$$

c'est-à-dire

$$\alpha = 15\,10^3$$

Les valeurs acceptables de la courbe

$$\Delta = \varphi(\alpha)$$

sont donc celles pour lesquelles

Ainsi, lorsque Δ atteint la valeur 1.000 la distorsion est telle — avec les chiffres que nous avons adoptés — que les fréquences élevées des sons émis sont supprimées. A cette valeur de Δ correspond pour α la valeur

$$\frac{\Omega}{\alpha} = 1\,000$$

Pour la fréquence limite 5.000

$$\alpha = \frac{2\pi \cdot 5\,000}{1\,000}$$

$$\alpha = 30$$

Résumons dans le tableau de la figure 12.

Nous sommes maintenant à même de tirer les conclusions. Comparons ce tableau à celui de la figure 9.

Il montre clairement qu'il est impossible de concilier une « bonne sélec-

et « distorsion tolérable » celle qui correspond au rapport 1/2 entre les intensités des fréquences les moins favorisées et celles des fréquences les plus favorisées.

Le premier circuit résonant dont nous avons déterminé expérimentalement la courbe de résonance avait pour valeur de α sur $\lambda = 1.000$ m.

$$\alpha = 2\,10^3$$

Ce circuit monté en circuit d'accord sur un récepteur, à galène par

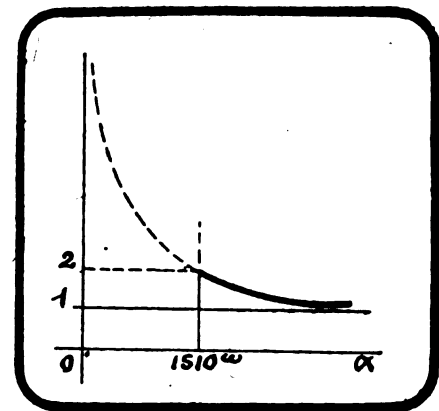


Fig. 11

exemple, donnerait une distorsion en haute fréquence négligeable mais aurait par contre une sélectivité déplorable.

Le second circuit avait un coefficient α qui prenait la valeur

$$\alpha = 12\,10^3$$

sur 2.200 mètres. Le tableau-résumé nous montre que la sélectivité est insuffisante et la distorsion à peine tolérable.

Introduisons ces mêmes circuits dans un récepteur à lampes. La présence des autres organes — antenne, détecteur, téléphone... — augmente l'amortissement mais l'usage de la réaction qui diminue la résistance diminue α dans une proportion énorme.

Pratiquement avec une détectrice à réaction on se trouve dans la zone où la sélectivité est légèrement « insuffisante » parce que α n'est pas assez petit, et où la distorsion est « inacceptable » parce que α est trop grand.

La conclusion est donc formelle : le problème de la sélection sans distorsion ne peut pas être résolu par l'emploi de circuit oscillant unique avec ou sans réaction.

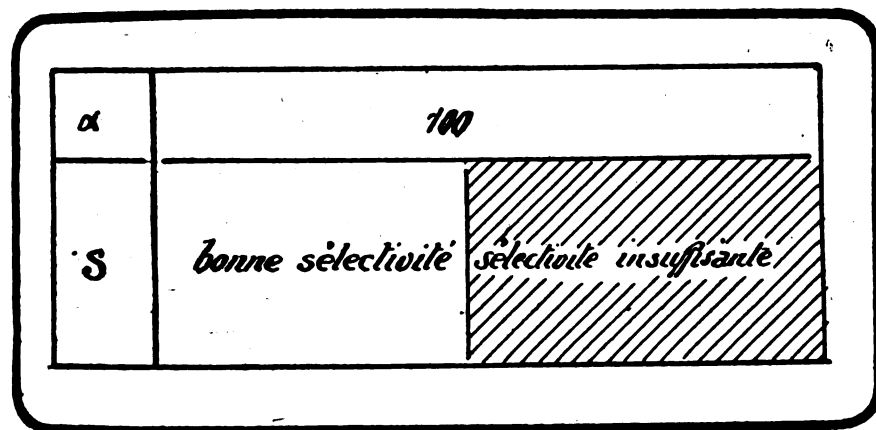


Fig. 9

$$\alpha \geq 15\,10^3$$

Pour toutes valeurs de α inférieures à cette limite, la distorsion devient plus grande que la valeur tolérée, elle augmente à mesure que α diminue. Supposons qu'elle soit telle que les fréquences les plus élevées soient rendues inaudibles par l'acuité de la courbe. Supposons que

$$I' \leq i$$

Prenons, comme plus haut, pour i

$$\text{la valeur } \frac{I_{mx}}{1\,000}$$

$$I' \leq \frac{I_{mx}}{1\,000}$$

$$\frac{I_{mx}}{I'} \geq 1\,000$$

$$\Delta \geq 1\,000$$

tivité » avec une « distorsion tolérable ». Rappelons que nous avons appelé

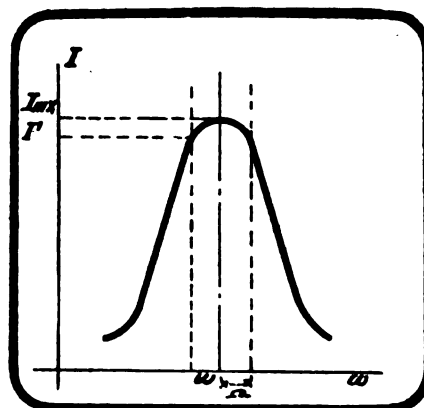


Fig. 10

« bonne sélectivité » celle qui est au moins égale à celle d'un poste récepteur qui sépare Radio-Paris de Daventry :

III. SÉLECTION PAR RÉSONATEURS MULTIPLES

Examinons maintenant le cas des postes récepteurs qui possèdent plusieurs circuits oscillants (lampe haute

sélectivité. Le tableau résumé donné plus haut ne change pas de forme mais toutes les valeurs de α sont augmentées.

Cependant on approche de la solution. On montre en effet qu'à égalité

lants accordés comme ceux des super-hétérodynes (moyenne fréquence) se montrent donc impuissants à résoudre le problème de la sélection sans distorsion.

Pourtant la sensibilité des postes récepteurs actuels est telle que le nombre des émissions audibles est très grand et l'élimination de toutes ces émissions pour l'écoute de l'une d'entre elles nécessite une sélectivité énorme et par suite une petite valeur pour l'amortissement. On a vu que dans le cas de 2 circuits dès que α est inférieur à 10^3 il y a suppression des fréquences élevées. C'est le cas à peu près général de tous les récepteurs actuels. D'après certains auteurs, il existerait même sur le marché des postes tellement sélectifs qu'ils ne laisseraient passer que le 1/10 de la bande de modulation ! La preuve expérimentale en est dans le fait que le timbre d'un instrument de musique change avec l'accord !

Cependant la sélection sans distorsion est possible. La solution est connue depuis fort longtemps, malheureusement, elle semble trop délicate aux constructeurs et les amateurs, même, ne l'utilise que fort peu.

fréquence à résonance moyenne fréquence des super-hétérodynes...) Le problème est un peu plus complexe. Voici les résultats : supposons 2 circuits oscillants ne réagissant pas l'un sur l'autre, réglés sur la même longueur d'onde et possédant le même coefficient d'amortissement α . La distorsion résultante est le produit des distorsions individuelles de chaque circuit

$$D = \Delta^2$$

$$D = \frac{\pi^2 + \Omega^2}{\alpha^2}$$

$$D = 1 + \frac{\Omega^2}{\alpha^2}$$

La plus grande distorsion tolérable est $D = 2$ pour la fréquence 5.000 ; elle correspond à

$$\alpha^2 = \frac{\Omega^2}{D - 1}$$

$$\alpha = \frac{2\pi \cdot 5\,000}{\sqrt{1}} = 30\,000$$

La distorsion à partir de laquelle les fréquences 5.000 sont supprimées est $D = 1.000$; elle correspond maintenant à

$$\alpha = \frac{2\pi \cdot 5\,000}{\sqrt{10^3}} = 1\,000$$

Ainsi à égalité de distorsion, les coefficients d'amortissement individuel de chaque circuit sont beaucoup plus élevés. De même à égalité de

de distorsion la sélectivité est plus grande avec plusieurs circuits accordés qu'avec un seul. C'est la raison pour laquelle un poste ayant une lampe haute fréquence à transformateur accordé, par exemple, est plus sélectif à égalité de distorsion qu'une

| α | 30 | 15.000 |
|----------|---------------------------------------|---------------------------|
| Δ | Suppression des
Fréquences élevées | Distorsion
intolérable |

Fig. 12

| α | 30 | 100 | 15.000 |
|-------------|---------------------------------------|-------------------------|--------------------------|
| Sélectivité | bonne sélectivité | | Sélectivité insuffisante |
| Distorsion | Suppression des
Fréquences élevées | Distorsion inacceptable | Distorsion tolérable |

Fig. 13

lampe détectrice à réaction. Mais le problème n'est pas résolu. Ou bien la fidélité est acceptable et la sélectivité est beaucoup trop faible — ce qui conduit à des auditions désastreuses de duo ou même de trio. — Ou bien la sélectivité est bonne et la distorsion est inacceptable

IV. CONCLUSION

Les circuits oscillants composés d'une bobine de self-induction L et d'une capacité C soit pris isolément, soit insérés dans un montage (réaction) ; les ensembles de circuits oscil-

Une self unique branchée aux bornes d'un condensateur ne donne pas la courbe

$$I = f(\omega)$$

satisfaisante, mais on peut l'obtenir par des combinaisons de selfs et de capacités.

Nous verrons, dans un prochain article comment les « filtres » et les « circuits-bouchons » résolvent le problème de la sélection sans distorsion.

(A suivre.)

La question de l'amplification

(Suite)

par P. OLINET

■ ■ ■ ■ ■

II. LA RÉALISATION DES RÉSISTANCES NÉGATIVES GÉNÉRALITÉS

Au cours d'un certain nombre d'articles, j'ai essayé de montrer combien le problème de l'amplification était plus complexe qu'on ne le suppose en général.

A côté de l'amplification pure et simple du facteur qui conditionne pour un système de liaison donné le résultat obtenu, on trouve la réaction, mais aussi et surtout les résistances négatives.

Ce qui m'a attiré, ou plus exactement ce qui me pousse à développer cette question, c'est que je me suis aperçu que bien souvent les idées existant sur ce sujet étaient particulièrement nuageuses. Il ne faudrait tout de même pas que certains points de la T. S. F. soient relégués au niveau de la géographie.... en France et pour beaucoup, tout au moins.

On me permettra une parenthèse à ce sujet. Après avoir envoyé des destroyers américains à Damas pour défendre les « Stars and Stripes », ne voilà-t-il pas qu'un grand journal annonce que le commandant du.... *Tourville*, je crois, est mort à l'arrivée de ce bateau à Tananarive. Comment voulez-vous que les Allemands ne croient pas à notre extension impérialiste et militaire, maintenant que nous avons réalisé un croiseur amphibie de 10.000 tonnes ? Et encore qui est le garant qu'il ne s'est pas rendu dans la capitale de notre France australe par la voie des airs ?

Il ne faudrait pas, dis-je, pour en revenir à mon sujet, qu'il en soit de même en T. S. F. Or, en France, comme dans bien d'autres pays, d'ailleurs, on a l'air de laisser de côté les résistances négatives. C'est pourquoi je crois essentiel (peut-être aurai-je dû commencer par là !) de donner les raisons qui rendent cette question éminemment captivante.

1° C'est, jusqu'à présent, la seule solution du problème de l'amplification sans lampes. Or, malgré tout le bien que je pense de ce relais magique,

je suis persuadé qu'on peut améliorer beaucoup les résultats actuellement obtenus.

2° L'amplification à haute fréquence par un relais impose comme condition *sine qua non* que le système servant à la transmission des impulsions est doué d'une inertie extrêmement réduite. Seul, l'électron peut remplir ce rôle, et encore n'en est-on pas bien sûr à de très hautes fréquences où les vitesses atteintes par les variations du champ peuvent créer des imprévus.

3° La résistance négative supprime la question du nombre des étages. Le maximum est atteint d'un seul coup puisque au delà c'est l'accrochage. On arrive à un neutrodynage automatique.

4° Quelles que soient la fréquence, la puissance voulues, le résultat est immédiatement obtenu.

Ces raisons me paraissent suffisantes, mais elles sont limitées au domaine qui nous intéresse plus particulièrement. Or, quand on est persuadé que la T. S. F. est seulement une branche de l'électrotechnique, il semble bien qu'on puisse généraliser certaines conclusions. Mais ceci est du domaine actuel de l'imagination.

En tout cas, comme nous le verrons quand nous étudierons plus loin les applications de nos conclusions, les résistances négatives constituent une partie essentiellement importante du problème que nous nous sommes posé. N'est-ce pas celui de l'annulation des pertes dans un circuit oscillant ? Évidemment, quand de l'eau s'échappe d'un réservoir, il est moins simple d'en remettre que de boucher les trous ! Et pourtant c'est l'inverse qu'on pratique journellement en T. S. F. L'aérien donne peu : on ajoute une lampe. Le haut-parleur ne donne pas une audition assez puissante : on monte une lampe basse fréquence en plus, etc.,

Enfin, et on me pardonnera cette trop longue justification, il est un autre point sur lequel je ne puis pas ne pas insister : c'est la question de la pureté des auditions obtenues. Je sais bien que les relais sont souvent sujets à distorsion en eux-mêmes, mais on me

concédait bien que la majeure partie des déformations est due aux systèmes de liaison ! Or, l'emploi d'une résistance négative diminue le nombre de ceux-ci et modifie leur structure comme nous le verrons plus loin. On a donc tout avantage à étudier cette face du problème, ne serait-ce que par curiosité...

La réalisation des résistances négatives a été faite dans trois voies :

La première, qui comprend des combinaisons de triodes, a été étudiée dans le précédent article. Elle a pour inconvénient principal, d'imposer un nombre de tubes assez grand et des montages relativement complexes, en dehors de tout ce qui a trait aux liaisons, aux circuits d'entrée et de sortie.

La seconde, qui va nous intéresser aujourd'hui, est constituée par l'ensemble des tubes ayant des propriétés analogues à celles déjà étudiées.

La troisième comporte les contacts cristallins.

TUBES UNIQUES

Je dois dire que de très nombreux essais ont été faits dans ce sens. Ayant pour but, non seulement de donner au lecteur une idée des réalisations actuelles, mais surtout un fil directeur pour que les techniciens soient aidés le plus possible, j'étudierai le problème de la façon suivante : d'une part, les systèmes qui ont reçu une consécration de la pratique, c'est-à-dire :

les bigrilles,
le dynatron.

d'autre part, ceux qui paraissent oubliés pour des raisons diverses dont nous chercherons à nous rendre compte :

biotron,
négatron, etc.

Il importe de bien remarquer que des essais, même négatifs, ont une importance réelle quand on sait les interpréter comme il faut. Ils délimitent la zone dans laquelle il y a le plus grand fruit à orienter les essais.

LES BIGRILLES

J'ai fait choix d'une dénomination unique pour caractériser les lampes à deux grilles et une plaque, car leur fonctionnement reste le même. Seule, la

grandeur des résistances varie. Géométriquement, on constate bien des différences, mais ceci n'est pas du ressort de ce qui nous intéresse actuellement, puisque je n'ai en vue que le fait d'obtenir une résistance négative.

Suivant la position de la grille auxiliaire par rapport à la seconde, on obtient les deux modèles de bigrille bien connus du lecteur :

Si on a l'ordre suivant : filament, grille auxiliaire, grille d'excitation, plaque, on se trouve en présence d'une bigrille dans laquelle la grille auxiliaire a pour but de supprimer la translation des caractéristiques vers la droite quand le facteur d'amplification augmente ; la grille est ici protectrice.

Si au contraire, on avait : filament, grille d'excitation, grille auxiliaire, plaque, on obtient une lampe à grille de protection, le rôle de cette électrode étant de neutraliser l'effet de la charge d'espace et de diminuer la capacité de fuite entre électrodes.

Le fonctionnement est le même dans les deux cas ; je ne donnerai donc son analyse qu'à titre de comparaison possible avec les autres systèmes, ce qui nous permettra de conclure à la possibilité de classer cette catégorie en deux parties fort intéressantes au sujet des recherches.

L'étude mathématique de la lampe bigrille, quel que soit le type auquel elle se rattache, peut être intéressante, mais pas au point de vue qui nous préoccupe actuellement. On arrive à des conclusions qui ne traduisent pas les variations de la résistance négative.

Nous traiterons la question d'une manière spéciale : la température du filament, définie par l'intensité du courant qu'on y fait passer, sera supposée constante ; c'est d'ailleurs conforme à ce qui a lieu. Par conséquent, nous nous trouvons en présence d'un certain nombre d'électrons qui peuvent être attirés ou se mettre en route sous l'action d'un champ électrique.

Mais (fig. 1), quel que soit le genre de lampe envisagé, on se trouve en présence de deux systèmes d'électrodes polarisés, en omettant pour le moment la grille d'excitation. La polarisation est évidemment *positive* et on a, d'une part, une plaque qui à une certaine action, fonction de sa distance à un filament et de la tension qui lui est appliquée ; d'autre part, une grille qui est plus rapprochée, mais a une tension plus petite.

Il saute aux yeux que l'on peut remplacer l'ensemble par une seule électrode E située à une certaine distance et convenablement polarisée. Le calcul suivant fixera les idées : soient

V et U les tensions appliquées sur la plaque et la grille et R_1 et R_2 les distances de ces électrodes au filament.

Les champs sont dans chaque

$$H_1 = \frac{V}{R_1}$$

$$H_2 = \frac{U}{R_2}$$

Tout se passe comme si on appliquait à E une tension V_1 si E est à une distance R_2 du filament. Mais, par suite de la proximité de G et de la tension élevée qu'on lui applique, tout autant que de la présence de P, tous les électrons disponibles sont attirés, ce qui revient à admettre que le courant de saturation est débité en tous temps.

La distance R_2 est définie par :

$$\frac{V_1}{R_2} = \frac{V}{R_1} + \frac{U}{R_2}$$

pour tous les électrons.

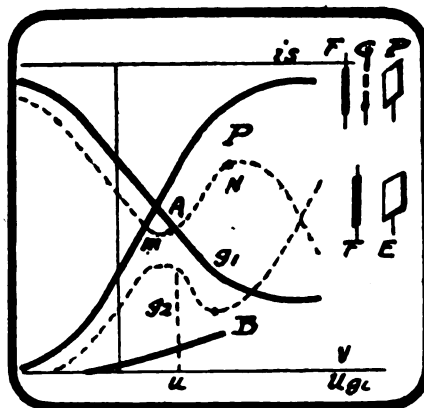


Fig. 1.

Soient, de plus,
i, l'intensité du courant de la grille d'excitation,
 i_1 , celui de la grille auxiliaire,
j, celui de plaque,
 i_s , le courant de saturation correspondant à la température du filament et aux données relatives à E.

On a évidemment :

$$i_s = i + i_1 + i_s.$$

Dans toute la gamme de fonctionnement, l'intensité du courant i n'est jamais qu'une très petite partie de i_s . On peut donc écrire très sensiblement :

$$i_s = i_1 + i_s$$

Nous rencontrerons donc de suite deux idées importantes :

Le courant débité au total correspond toujours au courant de saturation ;

D'autre part, ce courant se partage entre grille auxiliaire et plaque.

Pour passer de là à la forme réelle des caractéristiques, il faut spécifier le type de lampe étudié. Avant d'entrer

dans ces questions de détails, je traiterai le point de vue mathématique qui est général pour les deux modèles.

On peut, en raisonnant comme je l'ai fait ci-dessus, toujours ramener une lampe à plusieurs électrodes à un diode. La formule de Langmuir

$$i_{\text{total}} = c V^{3/2}$$

(où c est un coefficient dépendant de la forme géométrique des électrodes, V la tension appliquée entre elles, i l'intensité du courant total,) est toujours applicable.

En développant certaines considérations relatives à la répartition des potentiels, on démontre que le potentiel d'un point de la lampe est sensiblement

$$V = \alpha v = \sigma u$$

où α et σ sont des coefficients dépendant de la densité des mailles de la grille. On démontre qu'ils sont liés par la relation

$$\alpha + \sigma = 1$$

et u et v sont les tensions de grille et de plaque.

Je ne développerai pas plus les considérations relatives à ces coefficients ce qui m'entraînerait beaucoup trop loin.

Dans le cas de la lampe bigrille, on aura de même le système d'équations

$$i = c V^{3/2}$$

$$V = \alpha v + \sigma_1 u_1 + \sigma_2 u_2$$

u_1 et u_2 représentant les tensions appliquées sur les deux grilles. Dans tout ceci, comme pour les équations des lampes, les différentes lettres représentent les variations de tension envisagées et ceci seulement pour simplifier les écritures.

On tire de ci-dessus

$$i = c \left(v + \frac{\sigma_1}{\alpha} u_1 + \frac{\sigma_2}{\alpha} u_2 \right)$$

En appelant K_1 le facteur d'amplification relatif à la première grille, et K_2 celui de la seconde, on démontre que l'on a

$$K_1 = \frac{\sigma_1}{\alpha} = - \frac{d v}{d u_1}$$

$$K_2 = \frac{\sigma_2}{\alpha} = - \frac{d v}{d u_2}$$

Ces considérations ont été maintes fois développées par plusieurs auteurs et on en trouvera un résumé intéressant dans les *Lampes à plusieurs électrodes*, de Groszkowski.

De même, on peut considérer qu'il existe un facteur d'amplification quand, la première grille jouant le rôle d'excitatrice, le circuit d'utilisation est intercalé dans la seconde. Soit K_1 , celui-ci. On a

$$K_1 = -\frac{du_1}{du_2} = \frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{K_1}{K_2}$$

Ces formules très simples sont évidentes. Pour le système d'équation précédent, les considérations sont tellement générales qu'il me semble inutile d'insister.

L'équation donnant l'intensité du courant peut être écrite sous les formes suivantes : d'une part,

$$i = c(v + K_1 u_1 + K_2 u_2)^{3/2}$$

soit, en faisant apparaître K_2 :

$$i = c(v + K_1 K_2 u_1 + K_2 u_2)^{3/2}$$

soit, enfin, en conservant seulement K_1 :

$$i = c(K_1 v + K_1 K_2 u_1 + K_2 u_2)^{3/2}$$

L'intérêt que présente ces trois formes ressortira mieux un peu plus loin.

Ayant introduit les facteurs d'amplification, il importe maintenant, de faire apparaître la résistance filament-plaque et les pentes de caractéristiques des deux grilles.

Soient

ρ la résistance filament-plaque,

S_1, S_2 les pertes des caractéristiques des deux grilles (courant total fonction de la tension appliquée).

On sait que l'on a

$$\begin{cases} \rho = \frac{dv}{di} \\ S_1 = \frac{di}{du_1} \\ S_2 = \frac{di}{du_2} \end{cases}$$

En ne faisant aucune hypothèse sur la forme du courant de plaque, et en dérivant son expression, il vient

$$di = \frac{di}{dv} dv + \frac{di}{du_1} du_1 + \frac{di}{du_2} du_2$$

Soit en tenant compte des expressions précédentes :

$$di = \frac{1}{\rho} dv + S_1 du_1 + S_2 du_2$$

Il me faut maintenant particulariser les expressions sur le type de lampe que j'aurai en vue.

BIGRILLE ORDINAIRE

Dans ces tubes (fig. 1 — trait plein), le fonctionnement est le suivant au fur et à mesure qu'on élève la tension de la grille d'excitation, placée entre la plaque et la grille auxiliaire :

Pour des valeurs négatives de la tension de grille, le courant de plaque est nul, aucun électron n'allant à cette électrode ; par contre, la totalité des électrons émis atteint la grille auxiliaire.

Au fur et à mesure que la tension augmente, les électrons commencent à parvenir à la plaque ; mais le courant de saturation possible à la température à laquelle on a porté le filament étant supposé débité, le courant de grille auxiliaire baisse d'autant plus que la tension croît en même temps que le courant de plaque devient plus intense.

Enfin le courant de la grille excitatrice croît et, de ce fait, le courant de plaque atteint une valeur de saturation inférieure à celle d'où est parti le courant de g_2 , d'autant plus que, dans ce circuit, il reste toujours une certaine circulation.

Différents phénomènes secondaires peuvent se produire ; si la tension de grille g_2 était plus élevée que celle de p , il se pourrait que les électrons frappent la plaque à une vitesse telle qu'il en résulterait une émission secondaire ; ceci procurerait une chute de l'intensité dans le circuit de plaque. Je n'insiste pas sur ce phénomène qui est anormal et qui sera étudié au sujet du dynatron. D'ailleurs ce cas se présenterait plus dans le montage suivant qu'ici, à cause de la proximité de la grille auxiliaire et de la plaque.

Je remarquerai seulement que la question du prolongement de caractéristiques par des tensions de grille dépassant la saturation est souvent et malencontreusement laissée dans l'ombre.

On peut donc trouver normalement une résistance négative dans le circuit de la grille auxiliaire et, accidentellement, dans celui de la plaque. Je laisserai ceci de côté. Mais il est important de savoir comment varie la résistance de ce circuit de grille g_2 quand on modifie la tension continue appliquée sur cette électrode.

Quand on polarise cette électrode négativement, les phénomènes sont tout différents. La grille se comporte simplement comme une grille normale ; c'est ce qui a lieu dans les modulateurs à lampes à deux grilles.

Il y a donc une tension à partir de laquelle le circuit ne comporte plus de résistance négative. Quand on élève la tension de g_2 d'une tension nulle à une valeur égale à celle de la tension de plaques, on constate que la caractéristique est bien tombante et d'autant plus que la tension est plus petite ; en effet, le point de départ est le même, puisqu'il correspond à la saturation, mais l'intensité du courant

à la fin augmente avec la valeur de la tension.

Si la tension devient supérieure à celle de plaque, l'intensité du courant de ce circuit baisse par suite d'une émission secondaire et celle de la grille g_2 augmente. Le courant de plaque a une intensité plus petite qu'auparavant.

D'ailleurs, on remarque que plus g_2 est polarisé positivement, plus le nombre d'électrons captés augmente, toutes choses égales par ailleurs ; l'intensité diminue donc bien sur la plaque.

Mathématiquement, le cas qui nous intéresse correspond aux simplifications suivantes :

Grille 2 excitatrice, d'où

$$du_2 = 0$$

Ceci entraîne

$$di = \frac{1}{\rho} dv + S_1 du_1$$

en portant cette valeur dans la dernière équation obtenue ci-dessus. On en conclut que, si

$$di_1 = 0$$

on a

$$\left| \frac{dv}{du_1} \right|_d = -\rho S_1$$

mais ceci est la définition de K_1 ; on a donc

$$K_1 = \rho S_1$$

Je n'insisterai pas sur les conclusions que l'on peut tirer de cette formule.

Il importe de remarquer que l'équation

$$i = c(v + K_1 u_1 + K_2 u_2)^{3/2}$$

si on se donne v et une tension u_1 négative, malgré la grandeur de K_1 , permet d'obtenir une valeur de i assez grande en agissant sur K_2 et u_2 .

LAMPE

A GRILLE DE PROTECTION

Dans le cas où la grille active, excitatrice est g_1 , on rencontrera au contraire des phénomènes un peu différents. Je n'y insisterai que peu car c'est dans une autre voie que s'est orienté ce nouveau tube ; d'ailleurs, les tensions élevées demandées pour son alimentation, n'en font pas, au sujet des résistances négatives, un organe supérieur au modèle de tube précédent.

Mathématiquement, nous avons maintenant

$$du_1 = 0$$

puisque la grille g_2 est opérante.

L'équation en ρ et S devient donc

$$di = \frac{1}{\rho} dv + S_2 du_2$$

Le coefficient d'amplification supposant l'intensité du courant constante, on a donc, comme ci-dessus

$$di = 0$$

$$\left| \frac{dv}{du} \right|_{di=0} = -\rho S_2$$

et finalement

$$K_2 = \rho S_2$$

On peut faire des déductions analogues à celles ci-dessus.

On en conclura de suite que, dans ces montages, ce qui a intéressé le constructeur c'est la compensation de faibles valeurs ou la réalisation de facteurs élevés à l'aide d'une électrode supplémentaire. Du point de vue du fonctionnement intérieur, la lampe à grille de protection a des caractéristiques un peu différentes de celles déjà vues plus haut. La caractéristique est représentée en pointillé sur la figure 1.

Lorsque la tension appliquée sur la grille auxiliaire est négative, le fonctionnement est impossible, si la tension est suffisante puisque cela constitue un mur pour les électrons ; ils passent à partir d'une tension légèrement négative.

Pour des tensions positives, le courant de plaque subit les variations suivantes (en fonction de la tension plaque) : il commence par croître puis passe par un maximum pour une valeur telle que

$$v = u,$$

diminue ensuite et recommence à croître.

On constate alors que la région AB correspond à une résistance négative.

En fonction de la tension de la grille d'excitation, la variation est la même que dans le cas de la lampe ordinaire.

On rencontre donc, en sus de ce qui a déjà été exposé, une résistance négative dans le circuit de plaque pour une tension légèrement supérieure à celle de g_2 . Ceci sera intéressant quand nous étudierons plus tard l'emploi des résistances négatives. J'aurai alors l'occasion de préciser différents points de détail concernant le fonctionnement.

On remarquera que, dans les deux cas que je viens d'étudier, le phénomène est dû à des raisons différentes : d'une part, le débit du courant de saturation impose une diminution de l'intensité dans un circuit quand elle augmente dans l'autre, ceci à cause de la position de la grille d'excitation ; dans l'autre cas, grille g_2 et plaque jouent un rôle absolument analogue, et

c'est seulement par suite d'une émission secondaire que nous allons nous trouver en présence d'une caractéristique tombante.

J'ai voulu préciser ceci dès maintenant, car nous nous trouverons toujours en présence de ces deux cas et ceci permet un point de repère aisé.

On conclura que :

1° pour la bigrille ordinaire, on rencontre une résistance négative dans le circuit de g_2 et, accessoirement, dans le circuit de plaque ;

2° pour la lampe à grille de protection, la résistance négative est réalisée seulement dans le circuit de plaque elle est le fait d'une émission secondaire. Les caractéristiques de grille g_2 — celle-ci étant au delà de la grille d'excitation — sont analogues à celles de la plaque. C'est absolument comme s'il y avait deux plaques au lieu d'une.

C'est la suppression de l'émission secondaire qui a conduit à l'adoption d'une 3° grille — stabilisatrice — sur un certain nombre de lampes ; la grille g_3 , reliée directement au filament, arrête les électrons émis par la plaque et les empêche de retourner à g_2 . Dans ce cas, aucun phénomène de résistance négative ne peut avoir lieu.

En fonction de la tension de plaque, la caractéristique de la grille g_2 présente bien des parties tombantes que l'on peut utiliser comme une résistance négative, mais ceci paraît difficile. En effet, c'est en fonction de v que ceci a lieu ; or ce qui nous intéresse, c'est la production du phénomène en fonction u excitation.

Finalement, je conclurai que, si la première bigrille est apte à nous fournir une résistance négative intéressante et donnant toute satisfaction, il n'en est pas de même pour la seconde que dans le circuit de plaque, en cette lampe est alors diminuée d'intérêt pour nous. Comme la relativité est très humaine ! C'est cette merveille que nous laissons de côté !

LE DYNATRON

Nous allons de suite retrouver les conclusions énoncées ci-dessus pour la lampe à grille de protection qui, si elle constitue une nouveauté au sujet de ses constantes d'amplification, est, comme nous allons le voir, une vieille connaissance de ceux qui ont la marotte des résistances négatives.

La caractéristique courant-plaque-tension-plaque est représentée par la figure 2.

Le dynatron se compose, au point de vue géométrique, d'un filament porté à l'incandescence par une source auxiliaire d'une grille et d'une

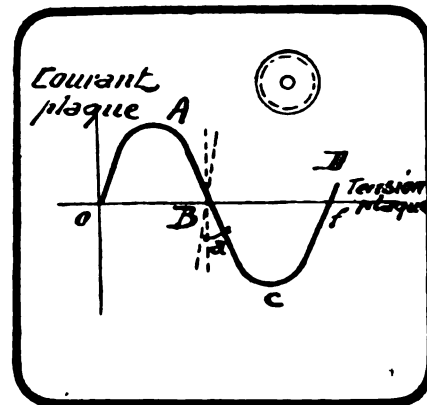


Fig. 2

plaque très rapprochées l'une de l'autre ;

Les deux électrodes sont portées à des tensions positives, mais la grille a un potentiel beaucoup plus élevé que la plaque.

Hull, qui a été le principal expérimentateur de ce tube, partage la caractéristique en quatre parties, et voici comment il en explique la forme :

a) De l'origine au coude supérieur de la courbe OA, la plaque attire normalement les électrons. Dans ce cas, l'attraction causée par l'action simultanée des champs de grille et de plaque est insuffisante pour provoquer une émission secondaire.

On sait, en effet, que le choc d'un électron sur une paroi métallique peut communiquer aux électrons de celle-ci une énergie suffisante pour qu'ils soient libérés ; le nombre d'électrons sortant dans l'unité de temps est en fonction croissante de la vitesse qu'ont les électrons à leur arrivée sur la plaque, donc du champ existant en plaque et filament, toutes autres choses égales par ailleurs.

b) La partie AB, descendante est positive ; dans ce cas, le phénomène de l'émission secondaire joue ; mais les électrons venant du filament vont en sens inverse de ceux qui sont émis par la plaque ; l'intensité du courant de plaque est donc la différence entre ces deux valeurs. L'expérience montre que dans cette partie de la courbe, l'augmentation de la tension de plaque, procure une diminution du courant de cette électrode.

c) En B, le courant filament-plaque et celui plaque-grille sont égaux et de sens contraire ; la résultante est donc nulle ;

d) De B à C, c'est l'émission secondaire qui est la plus puissante ; il en résulte un renversement du sens du courant de plaque.

e) Enfin, le courant croît très brusquement et s'inverse encore.

Les distances OB, O/ dépendent évidemment, pour un tube donné, des

tensions appliquées sur les électrodes. On se rend compte que de A en C, on a bien une résistance négative. La valeur de celle-ci ρ_n est

$$\rho_n = -\frac{dv}{di}$$

étant l'intensité du courant de plaque pour une tension de plaque égale à v .

On remarque que l'on a ainsi

$$\rho_n = \tan \alpha$$

Il est évident que l'équation du courant est

$$i = -\frac{v}{\rho_n} + j_0$$

j_0 étant la valeur de l'intensité correspondant au prolongement de la partie rectiligne CBA. L'action de la tension continue appliquée sur la grille se traduit par une modification très légère de la pente de la droite ABC mais par une diminution sensible de la longueur AC.

Dans un tube de cet ordre, on monte simplement le circuit sur lequel on veut faire agir le tube dans la plaque. Il suffit de se reporter à ce que j'ai dit concernant l'emploi des résistances négatives en général. Au point de vue pratique, on peut reprocher à ce dispositif la nécessité de hautes tensions pour l'alimentation ; pour obtenir des résistances de l'ordre de celles qui sont nécessaires, on arrive à des tensions de l'ordre de 200 à 300 volts sur la grille et de 80 à 100 volts sur la plaque.

On peut encore reprocher à ce montage la proximité de la grille et de la plaque ; ceci est une condition de bon fonctionnement, mais est aussi la cause d'une capacité de fuite importante entre ces deux électrodes. Ceci peut causer des distorsions et des pertes supplémentaires.

On en conclut que la principale cause d'une résistance négative dans le dynatron est l'émission secondaire qui atteint une telle force que le courant de plaque s'inverse. On peut avoir une action plus sensible sur l'intensité

du courant primaire en plaçant dans le tube une grille de commande placée du côté du filament ; mais il me semble alors que ce que nous obtenons est singulièrement ressemblant à la lampe à grille de protection (fig. 3).

On a donc une commande électrique de l'intensité du courant de plaque. On peut (fig. 4) employer un autre

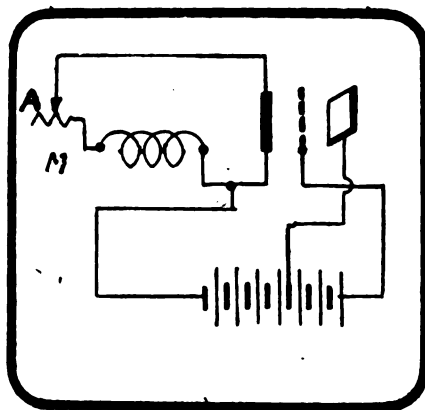


Fig. 4

dispositif dans lequel la commande résulte d'un champ magnétique procuré par un solénoïde M, dans lequel on peut faire varier l'intensité du courant par l'intermédiaire d'un rhéostat R.

Nous avons maintenant à peu près complètement vu les dispositifs qui ont été vraiment réalisés. A mon avis, le système de beaucoup le plus intéressant est la lampe bigrille, par suite des très grandes facilités d'alimentation qu'on éprouve à son égard.

SYSTÈMES TOMBÉS DANS L'OUBLI

Mais il reste encore à passer rapidement en revue les systèmes qui ont été proposés en s'efforçant de mettre en relief les raisons qui ont motivé leur abandon.

Dans la catégorie comportant trois systèmes, on trouve le magnétron de Hull ; si on arrive à quatre électrodes, on rencontre le négatron de Scott-Taggart, la lampe à quatre électrodes de Fleming.

Etant entendu que l'intérêt de ces dispositifs est plus théorique que pratique et peut surtout servir à délimiter la zone d'études à entreprendre, j'insisterai beaucoup moins que dans les cas précédents. Ceci est d'autant plus à faire qu'on ne trouverait que très difficilement les tubes nécessaires pour faire des essais à ce sujet.

Voyons donc tout d'abord la magnétron ; le schéma géométrique et le faisceau de caractéristiques sont représentés sur la figure 5. On remarque qu'à l'influence électrique de la grille

est substituée l'action magnétique de l'enroulement H. Le champ auxiliaire est placé de telle manière que les électrons parviennent en plus ou moins grand nombre à la plaque. La déviation, comme on le sait pour un rapport donné de la charge à la masse de l'électron, est proportionnelle au champ introduit. A partir d'une certaine valeur O-A du champ, les électrons ne parviennent plus à l'autre électrode et l'intensité du courant devient nulle. Cette valeur décroît très rapidement procurant une résistance négative importante.

Il faut remarquer ici que la comparaison des résistances négatives obtenue par les différents procédés par simple étude des courbes ne donne que des résultats très approximatifs et purement qualitatifs.

Hull indique, comme valeur du champ magnétique correspondant au commencement de la partie descendante, l'expression suivante

$$H_c = \frac{6,7e_2\sqrt{V}}{R}$$

où

H_c est la valeur de l'intensité critique du champ magnétique (en gauss),
 V le potentiel de plaque (en volts)

R le rayon du cylindre de plaque (en cm.).

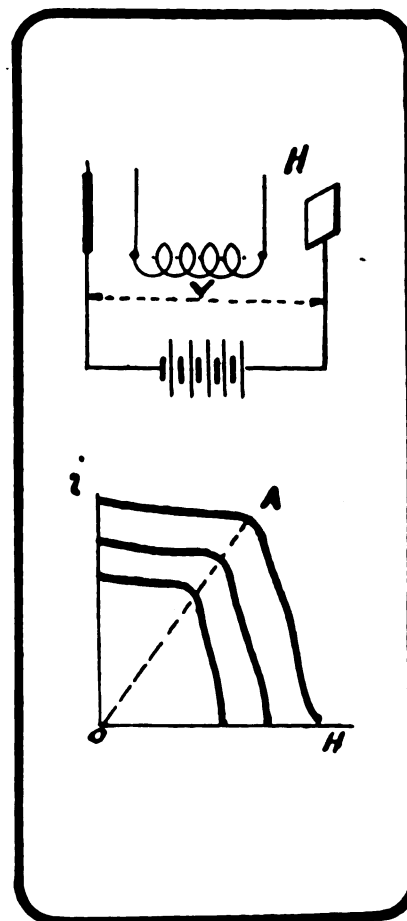


Fig. 5

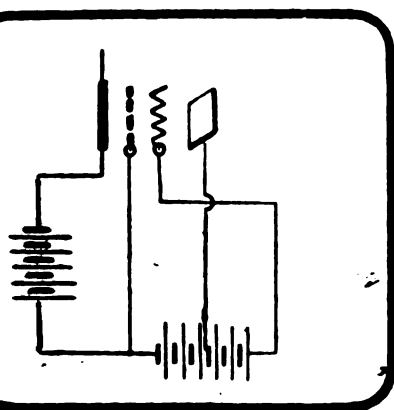


Fig. 3

on peut ainsi réaliser un magnétron avec un triode ordinaire.

L'emploi d'un second champ magnétisant permanent — tandis que le premier est celui d'excitation — permet une polarisation équivalente à celle réalisée par la batterie de grille. L'expérimentation est aisée, comme je le dirai plus loin au sujet des essais à faire avec ces systèmes.

Hull a déterminé que, en coordonnées polaires, le déplacement des électrons avait lieu le long des courbes dont l'équation était donnée par

$$\rho = R (\sin^{3/2} \alpha)^{2/3}$$

où ρ est le rayon polaire correspondant à un angle α ,

R le rayon du cylindre de plaque.

L'inconvénient pratique d'un tel système est le débit obligatoire de la batterie qui alimente l'enroulement, tandis que dans un triode, la source de polarisation de grille peut très bien avoir un débit nul. Malgré tout, ceci paraît intéressant à condition qu'il n'y ait aucun autre phénomène secondaire dû au fait que les électrons ne rencontrent plus la grille ; on a là une cause d'incertitude qui paraît importante.

LE NÉGATRON

Mais ce n'est pas là la seule solution tentée pour résoudre le problème qui nous intéresse. J. Scott-Taggart a réalisé une lampe à une grille et deux plaques (fig. 6) procurant dans le circuit d'une plaque des phénomènes de l'ordre de ceux que nous recherchons. Dans le cas de la figure, c'est dans le circuit de la plaque P_1 que cela se produit. On en conclut que cela a lieu dans le circuit de la plaque la plus rapprochée du filament F .

La condition du fonctionnement de cet ensemble est que le courant de saturation soit débité par les deux plaques ; il faut donc qu'on applique sur celles-ci une tension suffisante, d'autant plus élevée que l'électrode envisagée est plus éloignée.

L'intensité du courant de grille étant nulle ou très petite, on a toujours

$$i_s = i_{p1} + i_{p2}$$

où i_s est le courant de saturation total dans les conditions envisagées.

i_{p1} et i_{p2} les courants de plaque dans chacune des électrodes correspondantes.

Au début, lorsque la tension de grille est négative, la plus grande partie du courant va vers P_1 , puis il en advient le contraire à partir du moment où les tensions appliquées sur G et P_2 contrebalancent l'influence de P_1 . On conçoit que le maximum de la

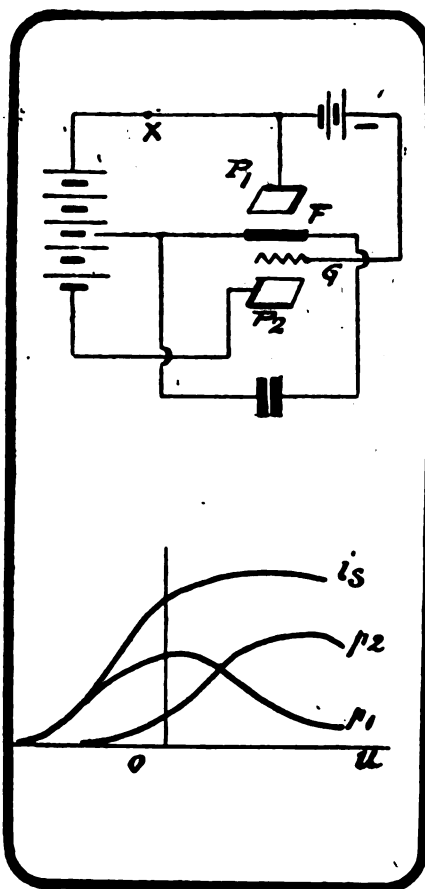


Fig. 6

courbe se déplace en fonction de la tension utilisée et sur G et sur P_2 .

L'inconvénient immédiat d'un tel montage est de nécessiter quatre batteries d'alimentation séparées, ou tout au moins trois en se servant d'une seule pour les deux plaques.

Enfin, au point de vue pratique, ce dispositif ne peut se réaliser pratiquement qu'avec des électrodes planes, et le montage en est délicat.

LA LAMPE DE FLEMING

La dernière solution (fig. 7) me paraît beaucoup plus intéressante pratiquement ; ce montage, nommé lampe à quatre électrodes de Fleming, comprend :

un filament F porté à l'incandescence par une source auxiliaire S ;

une plaque P reliée au filament par une batterie la polarisant positivement ; le courant d'électrons a donc lieu entre ces deux électrodes ;

deux plaques — 1 et 2 — reliées aux bornes A et B auxquelles on recueille la tension à employer et où on connecte le circuit sur lequel on veut faire agir la résistance négative.

On sait que des électrons, sur le chemin desquels on place un champ électrique, sont déviés de leur route proportionnellement à la tension appliquée ; un nombre d'autant plus im-

portant n'arrive pas à la plaque P . On conçoit donc que :

l'intensité du courant entre le filament et la plaque P diminue quand on envoie une tension entre 1 et 2 ;

la diminution est d'autant plus considérable que la tension est plus élevée.

Pratiquement, ceci est très simple. La réalisation est simple et intéressante ; il faut deux sources seulement comme pour un triode. La détermination géométrique sort du cadre de cet article mais amène aux conclusions suivantes :

la surface de P sera réduite, tandis que celles de P_1 et P_2 seront augmentées, de manière à

1) augmenter la surface active de P_1 , P_2 et

2) rendre le champ 1-2 plus important par le rapprochement des deux plaques.

CONCLUSIONS

Nous avons vu, dans ce chapitre, les réalisations d'une résistance négative faisant appel seulement à un tube. Nous sommes arrivés à des conclusions beaucoup plus intéressantes que précédemment ; l'avenir ne semble pas être là.

(A suivre.)

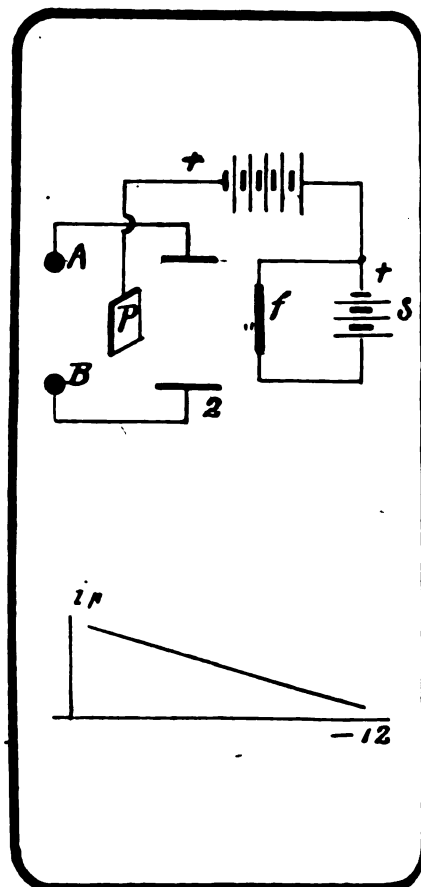


Fig. 7

APPAREILS, MÉTHODES ET FORMULES de MESURES

(Suite)

par Jean VIVIÉ, Ingénieur Civil des Mines

■ ■ ■ ■ ■

APPAREILS THERMIQUES

LES appareils thermiques les plus courants utilisent la propriété des fils métalliques de se dilater par suite de l'échauffement consécutif au passage d'un courant.

La dilatation des fils métalliques est connue par des mesures précises qui ont été faites au *comparateur*; les coefficients de dilatation sont les suivants : pour le platine iridié à 8 % :

$$\Lambda_0 t = (8,516 t + 0,0038 t^2) \cdot 10^{-6}$$

pour le cuivre :

$$\Lambda_0 t = (16,168 t + 0,0102 t^2) \cdot 10^{-6}$$

pour le fer :

$$\Lambda_0 t = 1,2 t \cdot 10^{-6}$$

Outre la dilatation, les appareils thermiques font intervenir deux autres lois physiques : celle du dégagement de chaleur provoqué par le passage d'un courant, et celle du refroidissement par rayonnement. La première loi se résume dans la formule simple de Joule :

$$Q = \frac{1}{J} R \cdot i^2 \cdot t$$

où J est l'équivalent mécanique de la calorie. Le deuxième phénomène est régi par la loi de Newton qui énonce : lorsque la température d'un corps qui se refroidit par rayonnement ne diffère de celle de l'enceinte τ que de quelques degrés, la vitesse de refroidissement est proportionnelle à l'excès de la température moyenne du corps sur la température ambiante :

$$\frac{\Delta \theta}{\Delta t} = A \left(\tau - \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \right)$$

Les mesures sont à la base de tout travail technique : sur elles s'appuient les réalisations pratiques les plus sérieuses.

Notre but est, dans cette série d'articles, de montrer tous les moyens mis en œuvre pour exécuter les mesures les plus diverses exigées par la science radioélectrique.

Mais nous espérons en même temps montrer à l'amateur que bon nombre de ces mesures sont à sa portée, grâce surtout aux méthodes utilisant les propriétés des lampes de T. S. F., méthodes trop ignorées jusqu'ici.

Il faudra encore joindre à tout ceci la variation de résistance du fil fin parcouru par le courant : la résistivité varie avec la température et augmente de 1/270 par degré, c'est-à-dire qu'elle varie environ proportionnellement à la température absolue.

L'équilibre qui s'établit sous l'influence de tous ces facteurs aboutit à un allongement du fil métallique caractéristique de l'intensité du courant : l'allongement étant faible, on mesure en réalité la flèche que prend le fil tendu en son milieu par un fil souple accroché à un ressort.

La figure 11 représente le montage d'un voltmètre thermique : on remarquera que le fil ACB n'est pas parcouru par le courant, mais est chauffé par une boudinette isolée qui l'entoure et dans laquelle passe un courant de faible intensité : la consommation de l'appareil est ainsi très réduite : la flèche prise par le fil est transmise à l'axe OO' par

le fil souple m tandis que le ressort r maintient l'équipage tendu. Les points A et B sont fixés sur un bâti dont le coefficient de dilatation est sensiblement le même que celui du fil.

Pour rattraper l'allongement permanent causé par une forte surcharge ou par le vieillissement du métal du fil (platine-argent ou bronze spécial) une vis permet de faire varier la distance AB pour la remise à zéro.

On emploie encore souvent un montage à 2 fils comme le montre la figure 12 pour un ampèremètre thermique : les 2 fils $A_1 B_1$ et $A_2 B_2$, peu résistants sont montés en parallèle : le courant entre par la lame C, C_1 qui relie les points milieu et sort par les extrémités : les flèches prises par les 2 fils sont inverses, si bien que le brin m transmet à l'axe de l'aiguille indicatrice une indication déjà amplifiée.

Nous devrions également exposer parmi les appareils thermiques les principes du *bolomètre* et des *thermocouples* : mais nous croyons que l'exposé de ces appareils sera plus à sa place dans le chapitre des méthodes de mesure.

APPAREILS ÉTALONS

Les appareils étalons sont des appareils dits *absolus*, c'est-à-dire que l'on peut uniquement par le calcul et par les caractéristiques de l'appareil déterminer la quantité mesurée. A côté d'eux et basés sur les mêmes principes existent des appareils de *précision à lecture directe*, qui suffisent dans bien des cas.

Les appareils étalons ou absolus sont véritablement des appareils de laboratoire : deux catégories existent,

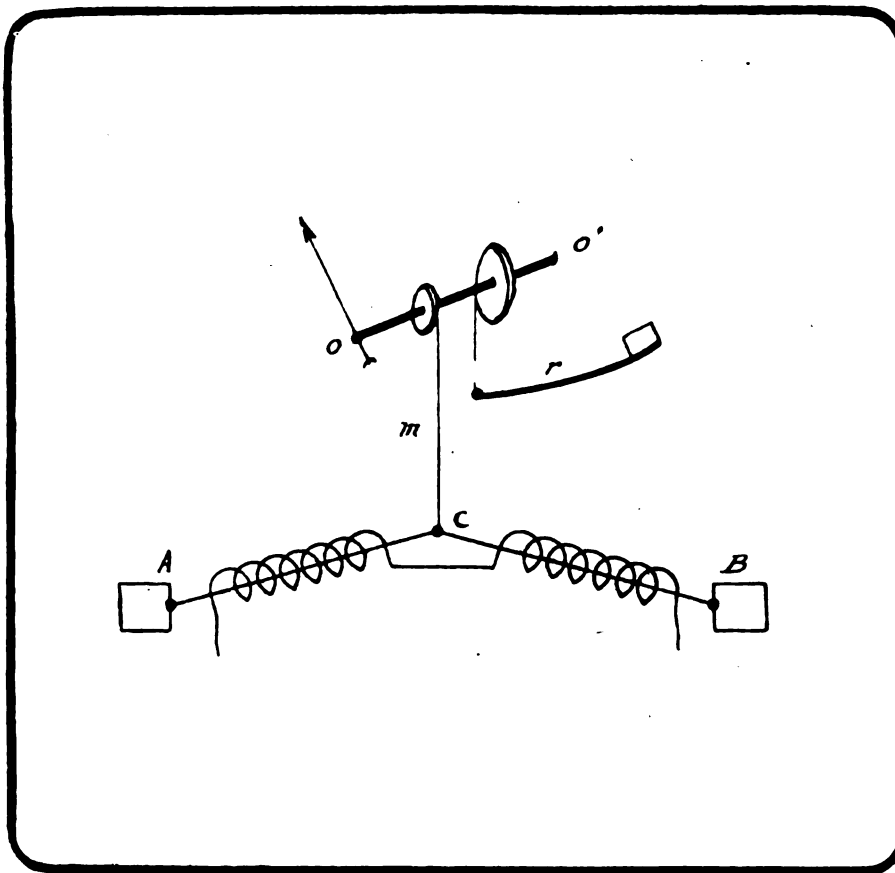


Fig. 11

qui se rapportent respectivement à la mesure des intensités et des différences de potentiel : ce sont les électro-dynamomètres et les électromètres dont nous allons exposer maintenant le principe.

1° *Electromètres.*

Les électromètres sont destinés à mesurer le potentiel d'un conducteur ; ou la différence de potentiel entre deux corps, l'un au potentiel 0 du sol, l'autre au potentiel V. On utilise l'attraction mutuelle qui prend naissance entre 2 armatures d'un condensateur portées aux potentiels V_1 et V_2 ; les armatures sont disposées de telle sorte que le champ qui existe entre elles ne dépende que de la différence : $V = V_1 - V_2$. Il faut donc éviter sur les armatures l'effet du pouvoir des pointes.

Electromètre plan. — L'électromètre plan ou électromètre absolu de Lord Kelvin se compose de 2 plaques circulaires de rayon R distantes de e : si V est la différence de potentiel entre les 2 plateaux, ceux-ci se chargent de 2 couches d'électricité de densités $+\sigma$ et $-\sigma$, telles que H étant la valeur du champ :

$$V = He = 4\pi\sigma e$$

La formule de la pression électrostatique nous donne d'autre part la relation

$$F = 2\pi\sigma^2 \cdot \pi R^2$$

En éliminant σ il vient :

$$V = \frac{2e}{R} \sqrt{2F}$$

donc la force F peut servir de mesure au potentiel V, même si ce dernier est alternatif : e et R étant évalués en centimètre et F en dynes, V sera évalué en unités C.G.S. : pour avoir V en volts il faudra utiliser la formule :

$$V = \frac{600 e}{R} \sqrt{2F}$$

Les électromètres absolus présentent un plateau supérieur découpé de telle sorte que sa partie centrale A puisse se mouvoir indépendamment de la portion annulaire A_2 , qui l'entoure et forme *anneau de garde* : en effet, lorsque le disque mobile est situé dans le plan

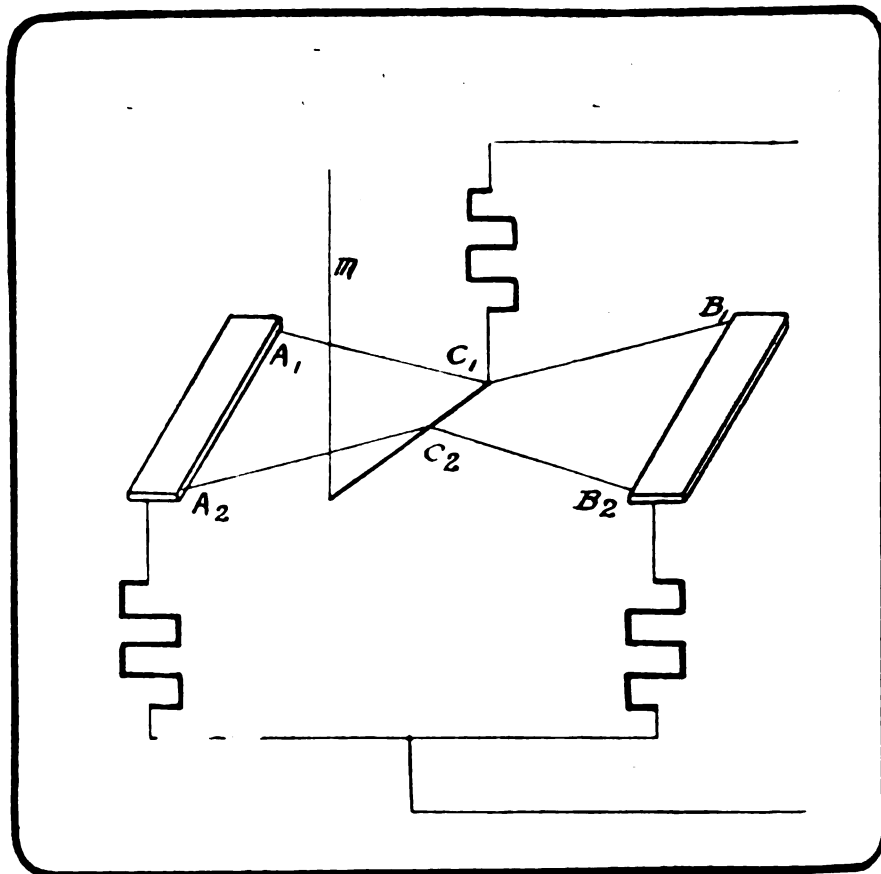


Fig. 12

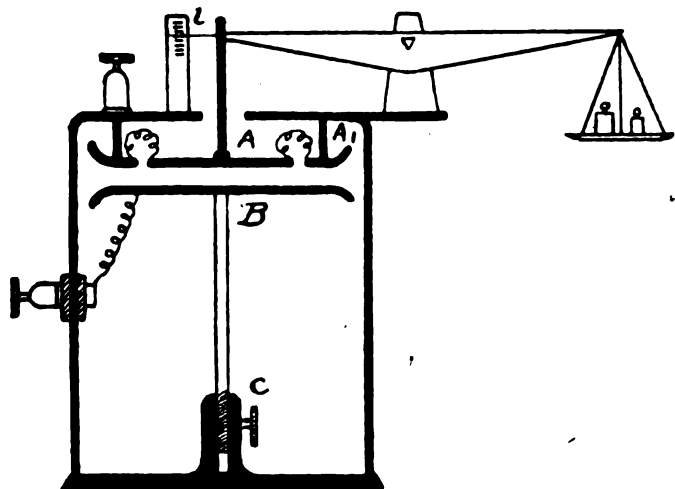
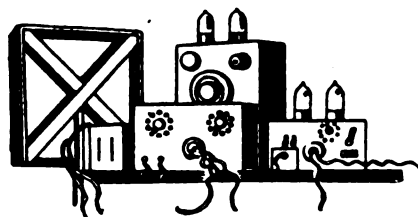


Fig. 13

de l'anneau de garde (avec lequel il est électriquement relié) le plateau supérieur est constitué, vu la distance très faible qui sépare les bords de A et A₁, par l'ensemble A₁A : de la sorte on peut admettre en toute rigueur que le champ entre le disque A et le disque inférieur B est uniforme : il s'ensuit (fig. 13) que — au moment de la mesure — le disque A devra être dans le plan de l'anneau de garde A₁ : on y arrivera en équilibrant la force F par des poids placés dans le plateau d'une balance dont le fléau supporte à l'autre extrémité le disque A : ce fléau porte un index à fil *i* qui permet de repérer la position du disque A. La distance *e* se détermine facilement, grâce à la crémaillère C sur laquelle est monté le plateau B.

D'autres modèles d'électromètres ont été imaginés, répondant chacun à une précision et à des potentiels déterminés : citons le modèle simplifié *Salmon* et l'électromètre *Abraham-Villard* pour potentiels élevés jusqu'à 300.000 volts (la distance *e* atteint alors 20 cm.).

(A suivre.)



Amateurs... pour correspondre avec le **MONDE ENTIER**
LE COMPTOIR GÉNÉRAL DE T. S. F. Spécialiste des ondes courtes
 ÉMISSION-RÉCEPTION

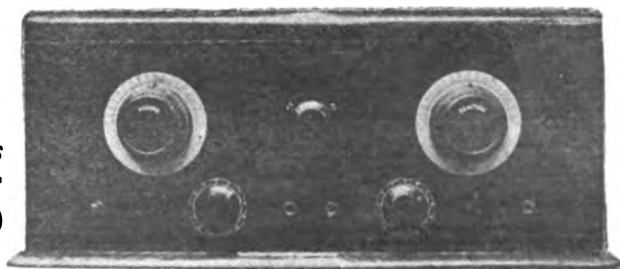
vous offre son
M. C. 18 bis

MONTAGE BREVETÉ (10-130 m.)

Le plus puissant d'Europe en ondes courtes

Comptoir général de T. S. F., 11, rue Cambronne, Paris (15^e)

FOURNISSEUR DU GOUVERNEMENT



LES HAUT-PARLEURS

Les haut-parleurs électrodynamiques

par H. DELFOSSE

■ ■ ■ ■ ■

GÉNÉRALITÉS

ON peut classer les haut-parleurs actuellement sur le marché en deux grandes catégories bien connues : les haut-parleurs à pavillon et les diffuseurs.

Il fut un temps pas très lointain où les mérites des uns et des autres étaient opposés sans prédominance pour l'une ou l'autre catégorie ; c'était affaire de goût personnel. A vrai dire, les véritables mélomanes ne pouvaient supporter les sons criards ou cavernaux issus de ces appareils, et c'est le fait d'utiliser de tels haut-parleurs qui a écarté de la T. S. F. les amateurs de bonne musique et les musiciens véritables, qui l'accusent de donner des auditions comparables à celles d'un mauvais phonographe.

Un grand nombre de marchands d'appareils de T. S. F. sont responsables de cet état de choses. Ils ont cherché à tirer de leurs haut-parleurs le maximum de bruit sans se préoccuper un seul instant d'avoir une audition musicale. De même, bien des amateurs s'attaquent aux records de distance de réception, de sorte que la partie modulée des ondes reçues est complètement noyée dans le flot des parasites de toute sorte. Il faut bien le dire, car c'est une notion qui n'est pas encore suffisamment connue, indépendamment même de l'organe reproducteur qu'est le haut-parleur, une audition fidèle et agréable de la musique ou de la parole n'est possible qu'à condition de se contenter d'une amplification proportionnée à la puissance des lampes amplificatrices, et de ne pas vouloir écouter des stations faibles et lointaines dont l'émission est couverte par les parasites (atmosphériques ou industriels), ou encore affectée par le fading.

Le problème du haut-parleur consiste à réaliser un instrument capable de reproduire, avec l'amplitude la plus constante possible, toutes les fréquences comprises entre 60 et 6.000 périodes. Les esprits pointilleux déclareront que l'étendue de l'échelle musicale part

Les haut-parleurs électrodynamiques, sont ceux qui, sans contredit, donnent en l'état actuel de la technique les meilleures qualités de reproduction tant en fidélité qu'en puissance.

Il nous a paru intéressant de publier pour nos lecteurs une étude détaillée de ces appareils, étude qu'ils trouveront ci-dessous sous la signature de M. Delfosse, spécialiste en la matière.

de 16 périodes pour finir vers 10.000. Pratiquement, il n'est aucun poste émetteur ou aucun pick-up capables de reproduire des oscillations d'amplitude suffisante au-dessous de 50 ou au-dessus de 6.000. Nous avons eu en main la courbe d'amplitude d'un pick-up réputé pour être le meilleur du marché américain. Celle-ci est représentée par la figure 1. On peut voir que l'amplitude des tensions obtenue en fonction de la fréquence n'est pas constante. A l'audition, cependant, le résultat semble excellent.

Certains constructeurs ont présenté des graphiques rectilignes obtenus sur leurs transformateurs de basse fréquence. Les courbes sont magnifiques ; malheureusement, elles sont inventées de toutes pièces.

Remarquez que l'on peut corriger les inégalités d'un pick-up par un

transformateur placé dans l'amplificateur et dont les inégalités seraient en sens inverse. Utilisant cette propriété, on arrive très bien à constituer un amplificateur dont le courant ait une amplitude constante, quelle que soit la fréquence ; il faut donc, pour que la reproduction soit parfaite, que le haut-parleur ait la même fidélité.

Dans cet ordre d'idées, l'uniformité absolue d'intensité en fonction de la fréquence n'est pas indispensable, étant donné la faible sensibilité de l'oreille aux variations d'intensité ; on peut évaluer à $\pm 15\%$ de la valeur moyenne de la réponse la tolérance dans laquelle elle devra se maintenir pour que l'appareil soit classé comme satisfaisant.

Il est à remarquer, en outre, que sur ce point l'imperfection peut créer des déformations qui flattent l'oreille, en renforçant une gamme de fréquences dont l'audition est plus particulièrement agréable.

Au contraire, l'introduction de fréquences harmoniques ou inharmoniques est presque toujours désagréable à l'oreille qui la décèlera facilement. Un cas particulier de ces fréquences désagréables est la vibration par résonance des pièces métalliques ou autres.

Une dernière qualité à exiger d'un bon haut-parleur est celle de la réponse immédiate qui permet la reproduction fidèle des régimes transitoires et, à ce titre, contribue à caractériser le timbre d'un instrument : par exemple, la per-

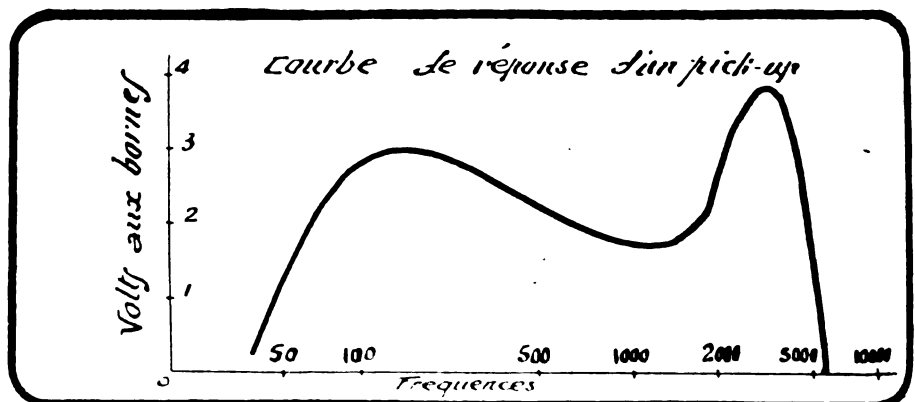


Fig. 1

cussion d'une note du piano ou l'attaque d'une corde par un archet.

On envisage souvent aussi, dans un haut-parleur, sa qualité de rendement ou de sensibilité. C'est le rapport entre l'énergie sonore diffusée et l'énergie électrique fournie. Un bon rendement permet, à puissance acoustique égale, de diminuer l'amplification; mais il ne faut pas perdre de vue que la qualité du son, c'est-à-dire le rapport $\frac{\text{signal}}{\text{parasite}}$

est indépendante de cette sensibilité et de l'amplification. C'est une erreur de croire qu'en diminuant l'amplification de basse fréquence d'un récepteur on diminue plus les parasites que le signal écouté; en effet, la qualité qu'on exige d'un bon amplificateur, quelle que soit sa puissance, est de reproduire intégralement les vibrations qu'il reçoit quelle que soit leur fréquence acoustique. Il est même à remarquer que les parasites atmosphériques sont, en général, plus intenses sur un haut-parleur électrodynamique, car celui-ci est plus fidèle que tout autre aux fréquences assez basses et très complexes de ces parasites.

DÉFAUTS DES HAUT-PARLEURS COURANTS

Différentes causes de déformation interviennent dans la reproduction par les haut-parleurs courants; elles sont dues soit au moteur, soit au système diffuseur.

Les premiers haut-parleurs apparus tant en France qu'à l'étranger consistaient simplement en un pavillon de forme plus ou moins compliquée qu'on fixait sur l'orifice d'un écouteur ordinaire. Or, si la fidélité était satisfaisante alors qu'il s'agissait des amplitudes très faibles du courant modulé d'une détectrice à réaction, elle n'existait plus lorsque ce courant était amplifié par deux, trois et jusqu'à quatre étages de basse fréquence. A la déformation due à la saturation des lampes et des transformateurs, se superposait celle du haut-parleur saturé à son tour.

Le principal défaut des haut-parleurs à membrane est dû à la dissymétrie de l'attraction et de la répulsion successives de la membrane durant chaque demi-période du courant alternatif modulé. Ce dernier défaut est irréductible, car il réside dans la nature même de l'appareil.

En effet, au repos, la membrane est l'objet d'une flexion due à l'attraction de l'aimant permanent et la position de la membrane peut être graphiquement représentée par le point M de la figure 2. On conçoit que, pour des os-

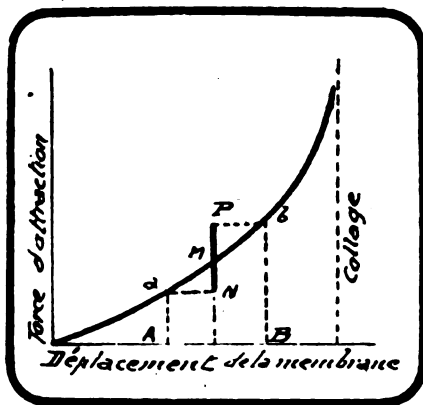


Fig. 2

cillations d'amplitude AB, il y aura dissymétrie dans les déplacements MN et MP de la plaque vibrante.

Un autre défaut des haut-parleurs à pavillon, quel que soit le moteur employé, est leur impuissance absolue à reproduire les sons en dessous d'une fréquence déterminée par leurs dimensions. Pour pouvoir reproduire les fréquences de la contrebasse, par exemple, il serait nécessaire d'employer un pavillon de plusieurs mètres de longueur. De telles dimensions sont évidemment prohibitives pour les appareils d'appartement.

La création des moteurs d'un type équilibré à 2 ou 4 pôles a remédié au premier défaut de la dissymétrie de l'amplitude du mouvement de vibration (fig. 3); mais la palette mobile étant en équilibre instable, elle doit être maintenue par un ressort antagoniste ou une pièce de caoutchouc dont la force de rappel est assez considérable. Il en résulte que la sensibilité d'un tel système est plus faible que celle d'un haut-parleur à plaque vibrante, mais il est susceptible de transformer en ondes sonores une puissance plus considérable. Certains moteurs équilibrés, particulièrement bien construits, peuvent supporter jusqu'à 4 watts modulés sans distorsion sensible et ont une fidélité qui n'est pas loin d'at-

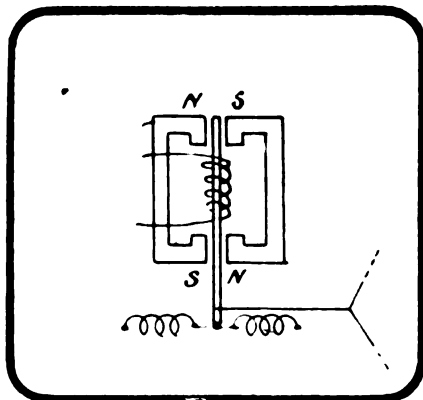


Fig. 3

teindre celle des haut-parleurs électrodynamiques. L'ensemble mobile n'en possède pas moins une fréquence propre pour laquelle, à énergie fournie égale, l'amplitude des vibrations est maximum et au-dessous de laquelle l'amplitude décroît assez rapidement. Pour abaisser cette fréquence propre, il faut, soit alourdir la partie vibrante (palette et diffuseur), soit augmenter la force du ressort de rappel; mais alors la sensibilité se trouve trop réduite.

La solution au problème a été apportée par le haut-parleur électrodynamique, dont le principe a été posé il y a une trentaine d'années et dont le développement actuel est dû aux perfectionnements qui lui ont été apportés récemment par divers inventeurs, en particulier les ingénieurs Rice et Kellogg.

LE MOTEUR ÉLECTRODYNAMIQUE.

SON PRINCIPE.

Le principe de cet appareil est le suivant :

Une bobine mobile très légère est maintenue dans le champ très puissant d'un électro-aimant et peut se déplacer perpendiculairement à ce champ (fig. 4). Cette bobine est soli-

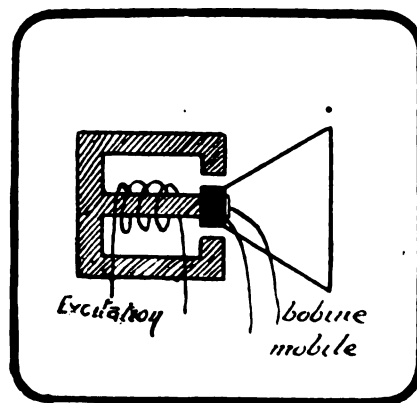


Fig. 4

daire d'un cône diffuseur de forme appropriée.

L'électro-aimant a supplanté l'aimant permanent dans ce type de haut-parleur, car il permet d'obtenir un champ magnétique beaucoup plus intense. Ce champ intense est nécessaire si l'on veut obtenir un haut-parleur puissant. Le volume de son obtenu est comparable à celui d'un orchestre réel et sans aucune déformation, à condition d'employer un amplificateur approprié. Disons tout de suite que l'intérêt de ce haut-parleur réside, en plus de sa fidélité remarquable, dans sa possibilité de fournir un volume de son considérable.

La bobine mobile est maintenue dans l'entrefer par une suspension très souple qui lui permet de se déplacer de plusieurs millimètres sans freinage. Aucune force n'est nécessaire pour la maintenir dans le champ, car, lorsque la bobine est au repos, aucune autre force n'agit sur elle que la pesanteur.

RÉALISATION PRATIQUE

La figure 5 représente la coupe d'un appareil tel qu'il est réalisé industriellement.

La culasse est en acier magnétique généralement embouti ou en deux pièces serties l'une sur l'autre, comme elle est représentée sur la figure. L'axe central comporte une saillie à la partie antérieure qui sert à la fixation du cône diffuseur.

On remarquera la présence de deux anneaux de cuivre rouge, l'un serti dans la partie antérieure de l'électro-aimant, l'autre emmanché librement sur l'arbre.

Le but du premier est de faire joint entre l'arbre et la partie circulaire afin de maintenir l'entrefer à une va-

leur rigoureusement constante sur toute la périphérie : c'est une rondelle de centrage de l'arbre.

La rondelle de cuivre se trouvant sur l'arbre a un rôle différent : comme la bobine d'excitation est généralement alimentée en courant alternatif redressé, le champ magnétique aurait une périodicité égale à celle de ce courant et, par suite, la reproduction des sons serait vibrée si l'on ne disposait pas de cette rondelle. Elle joue le rôle de secondaire en court-circuit d'un transformateur, dont la bobine d'excitation serait le primaire, et étouffe les ondulations du champ magnétique.

On peut évidemment la supprimer lorsque l'excitation se fait par du courant continu ou par du courant redressé et déjà filtré.

La partie antérieure de l'arbre et le couvercle de la culasse sont généralement cuivrés ou recouverts d'une couche électrolytique de cadmium ou de zinc. Ce revêtement a uniquement pour but de protéger l'acier de la rouille et possède l'avantage sur la peinture ordinaire d'être très mince et très adhérent. En effet, l'épaisseur

du dépôt protecteur ne peut pas être trop forte dans l'entrefer, car ce dernier, qui est de l'ordre de 2 millimètres (il varie toutefois d'un constructeur à l'autre), ne peut être réduit sans provoquer le risque de frottement de la bobine mobile. D'autre part, il y a intérêt à réduire l'entrefer puisque l'on recherche le champ magnétique le plus puissant. Le champ dans l'entrefer varie, suivant les modèles, de 6.000 à 9.000 gauss.

La bobine mobile est solidaire d'un cône diffuseur. Deux modèles sont également bons. Le petit cône à faible ouverture (de 80 à 90 degrés) et le large cône à grande ouverture.

Le premier agit sur l'air à la manière d'un piston, car sa faible ouverture lui donne une rigidité absolue. L'amplitude des oscillations vibratoires est alors considérable; pour les très basses fréquences, elle sera de plusieurs millimètres.

Le cône à grande ouverture n'agit plus en piston, mais vibre lui-même d'une façon assez complexe. Son diamètre, pour qu'il ait un bon rendement, est d'environ 80 centimètres. Il doit être choisi judicieusement, de façon à éviter autant que possible l'apparition d'ondes stationnaires qui ont l'inconvénient de présenter des pointes de résonance le long de la membrane.

Nous nous bornerons à décrire en détail un cône dont le diamètre extérieur est de 15 centimètres environ et qui travaille en piston. La figure 6 représente le détail du cône développé; la figure 7, la bobine mobile.

La bobine mobile est constituée par 4 couches de 30 spires de fil émaillé de 18/100 bobinées sur une bande de papier assez rigide enroulée en cylindre. L'épaisseur de ce papier ne doit pas dépasser 13/100. Chaque couche est séparée de la suivante par une lamelle de papier du Japon de 2/100 d'épaisseur (papier à cigarettes). L'agglomération des spires doit être particulièrement compacte, car ce sont elles qui entraînent tout l'équipage mobile et avec lui le volume d'air environnant qui entre en vibration. Cette agglomération s'obtient à l'aide d'un vernis spécial ne pouvant tomber en poussière sous l'effet des vibrations de la bobine. On obtient un vernis donnant déjà une bonne rigidité en employant une solution de cellulose dans l'acétone, dont on imprègne les spires et le papier entre couches. Il faut avoir soin, sitôt une couche terminée et enduite de ce vernis, de placer le papier intercalaire avant qu'il soit sec; ensuite, on laisse sécher avant de bobiner la couche suivante.

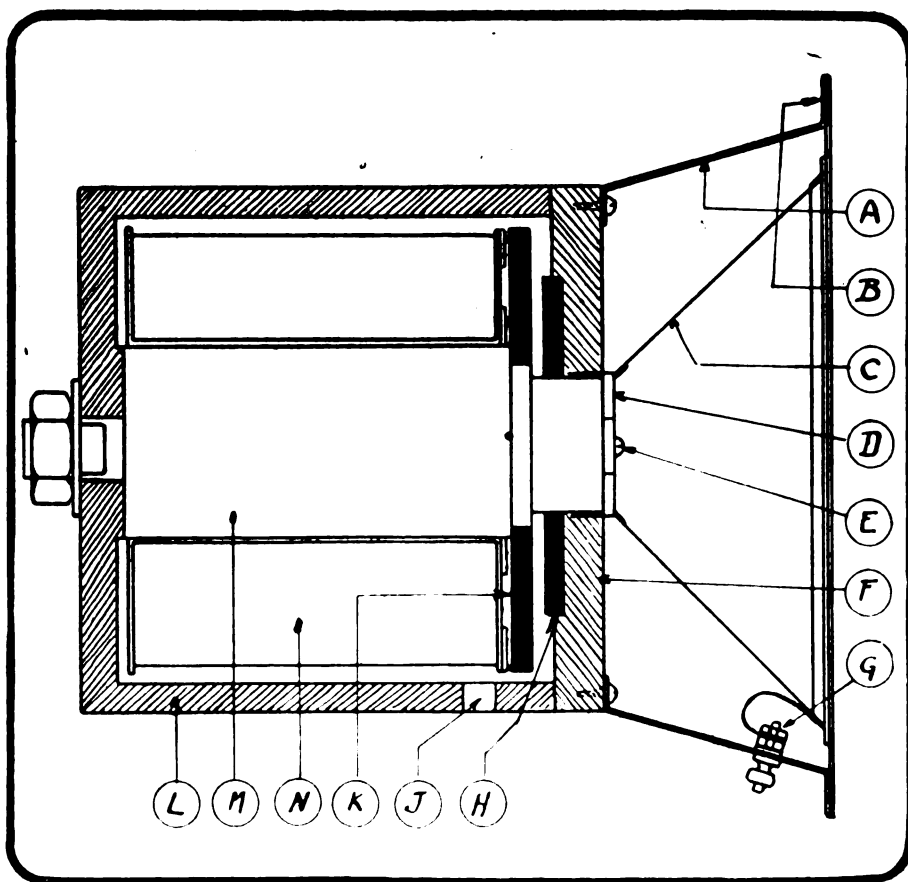


Fig. 5. — Haut-Parleur Rice-Kellog. Echelle 1/2 (Coupe)

A Support de diffuseur (tôle emboutie); B rondelle de serrage du diffuseur; C cône diffuseur; D spider (diaphragme de centrage); E vis de blocage du spider; F couvercle de culasse (acier); G borne de sortie du cône; H rondelle de centrage (cuivre rouge); J passage des fils d'excitation; K rondelle d'amortissement (cuivre rouge); L culasse (acier doux); M Marbre (ou axe); N bobine de champs (excitation).

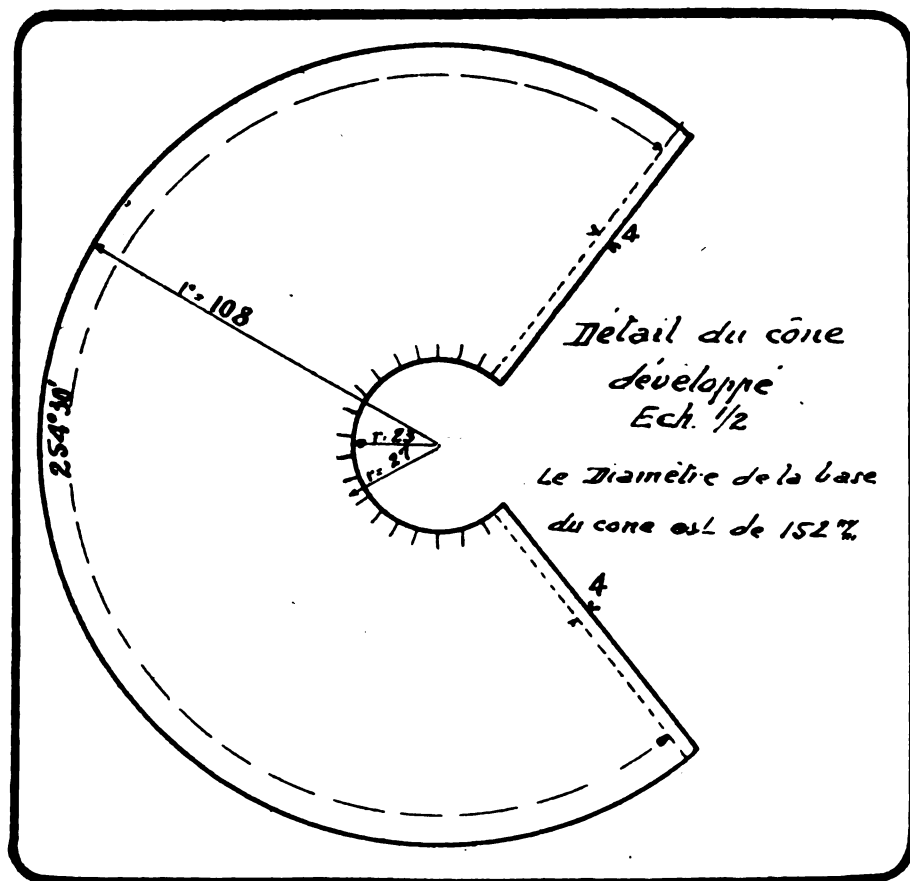


Fig. 6 — Détail du cône développé. Echelle 1/2.
Le diamètre de la base du cône est de 152 mm.

Le bobinage se fait sur un mandrin extensible qui permet son enlèvement facile à la fin de l'opération. Le diamètre intérieur de cette bobine, dans le modèle dont nous donnons la description, est de 39 millimètres. Le diamètre extérieur ne doit pas excéder 41 millimètres, sous peine de s'exposer à ce que la bobine vienne à frotter dans l'entrefer.

Le cône est en papier fort, épais de 23/100 à 25/100. Le canson « lavis B » convient bien. Comme on l'a vu sur la figure 6, le cône comporte une den-

ture au sommet, laquelle vient s'appliquer sur le cylindre de la bobine mobile. Le collage est fait à la gomme laque à chaud, à l'aide d'un fer analogue à un fer à souder.

A la partie extérieure, le cône est maintenu par un anneau en carton auquel il est relié par des secteurs de cuir très souple moyennement tendu. On emploie, suivant les constructeurs, de la peau de mouton ou de chamois. Cet anneau en carton est serré par une rondelle en tôle d'acier sur un support de diffuseur en tôle emboutie ou en

aluminium moulé. Ce support comporte des évidements pour permettre à l'air interposé entre ce dernier et le cône de vibrer librement et de transmettre ses vibrations au dehors.

Le cône doit également être maintenu au sommet, afin de guider la bobine dans l'entrefer mieux que ne peut le faire la suspension annulaire en cuir. Dans ce but, on dispose une rondelle en papier découpé (spider) (fig. 8), dont le centre est fixé par une vis sur le noyau de la culasse.

Ce système de suspension assure un déplacement facile du cône dans le sens axial et interdit tout déplacement latéral. En outre, des précautions spéciales sont prises pour assurer un centrage correct de la bobine mobile dans l'entrefer.

Le papier du cône est recouvert d'un enduit destiné à le protéger de l'humidité et à augmenter sa rigidité. On emploie soit la gomme laque en solution alcoolique, soit un vernis cellulosique. L'application se fait au pistolet.

Le courant est amené à la bobine mobile par deux fils très souples reliés d'une part à deux bornes sur le support de diffuseur, d'autre part au cône, sur lequel ils sont soudés aux extrémités de la bobine et cousus ensuite.

Il nous faut maintenant exciter notre haut-parleur. Pour obtenir le champ magnétique, on prévoira un enroulement différent suivant que l'on dispose d'une tension différente. Pour excitation sous 6 volts, on disposera 1.300 spires de fil émaillé de 12/10. Le courant sera d'environ 0 ampère 9. Si l'on prévoit l'emploi de courant continu à 110 volts, la bobine comportera 18.000 tours de fil émaillé de 32/100. Le poids du fil employé est d'environ 3 kg. 500. Le courant absorbé est de 120 milliampères. La puissance d'excitation est très considérable; on pourrait, sans inconvénient, diminuer le diamètre du fil, mais la spécification donnée ici est celle qu'il convient d'employer avec l'amplificateur que nous nous proposons de décrire plus loin, et dans lequel cette bobine d'excitation joue en même temps le rôle de self de filtre du redresseur alimentant cet amplificateur en courant anodique.

On conçoit que le haut-parleur que nous venons de décrire sommairement est un appareil dont le prix de revient est assez élevé. Son poids est de 13 kg. 500 environ et il est hors de portée de construction par un amateur moyen. Toutefois, il est possible de construire à la main le cône diffuseur, et nous sommes disposés à compléter cet article dans ce sens, si cela est susceptible d'intéresser le lecteur.

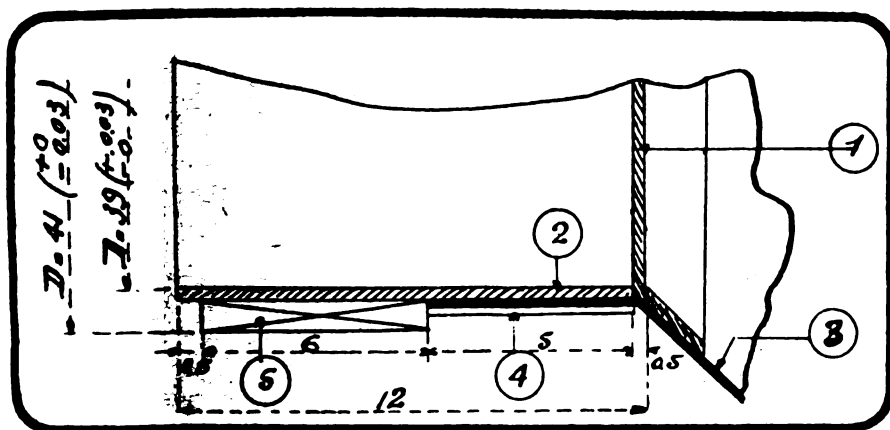


Fig. 7 — Détail de la bobine mobile. Echelle 4.

1. spider ; 2. carcasse de bobine ; 3. cône ; 4. bande de renforcement ; 5. bobinage.

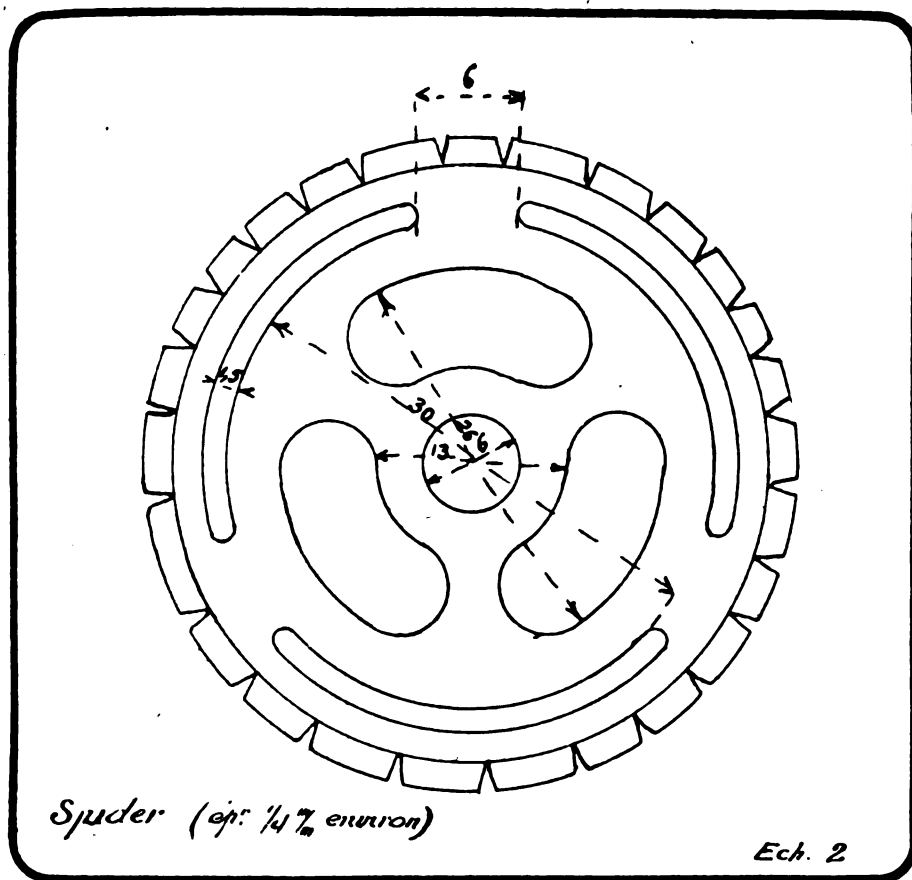


Fig. 8

Il restera à ceux qui seraient dans ce cas le soin de confier la réalisation de la partie magnétique à un tourneur professionnel.

Le prix de revient d'un tel appareil ainsi construit sera d'environ 400 francs. Il est à souhaiter que les constructeurs français mettent sur le marché prochainement ces appareils en pièces détachées, et nous sommes assurés que la clientèle des amateurs ne leur fera pas défaut.

TRANSFORMATEUR DE SORTIE

Nous avons vu plus haut que la bobine mobile comportait 120 spires de fil de 18/100. La résistance d'un tel enroulement est d'environ 10 ohms. Il est évident que, si l'on se bornait à insérer cette bobine dans le circuit anodique d'une lampe amplificatrice, fût-elle de très grande puissance, le résultat attendu ne se produirait pas et l'audition serait presque nulle. On sait que l'impédance du circuit d'utilisation doit être du même ordre que celui de la lampe si l'on veut obtenir le meilleur rendement. Cette impédance étant de l'ordre de 2.000 à 3.000 ohms, il faut donc insérer un transformateur de sortie entre la lampe et la bobine mobile. Le rapport de transformation de ce transfor-

mateur est de 15 à 25, suivant les constructeurs. Nous décrirons plus loin un tel transformateur dont le rapport est de 17,5.

Cet appareil doit être étudié spécialement, suivant chaque type de lampe employé, pour un même haut-parleur. Il comporte un petit entrefer destiné à éviter la saturation du fer par le courant permanent qui le traverse. Certains constructeurs, pour éviter la perte de rendement due à l'entrefer, emploient une bobine de choc et excitent le transformateur de sortie par un condensateur (fig. 9). Cette solution, à notre avis, est la meilleure. Il

est à remarquer qu'on ne peut supprimer, même dans ce cas, le transformateur de sortie, à moins de donner au condensateur une valeur excessive de capacité.

Ce transformateur joue, en outre, le rôle de filtre destiné à atténuer l'amplitude des fréquences aiguës qui ont une tendance à être favorisées dans ce système de haut-parleur. Ceci est dû au fait qu'à partir d'une certaine fréquence le cône cesse d'agir en piston et vibre lui-même comme un diaphragme de phonographe d'une façon assez difficile à établir. La fréquence critique est voisine de 5.000 périodes. En outre, la masse d'air se trouvant à l'intérieur du cône et celle qui se trouve entre le cône et son support ont une période propre, qui, bien que très élevée, se trouve dans les limites de l'audibilité. Le transformateur de sortie atténue efficacement ces résonances, car il transmet, avec un rendement plus faible, les fréquences élevées.

Comme nous le disions au début de cet article il n'est pratiquement aucun émetteur, si bon soit-il, qui transmette les fréquences supérieures à 6.000. Il est donc inutile de s'acharner à obtenir un haut-parleur qui puisse les reproduire. De plus, avec la sélectivité obligatoire des récepteurs de T. S. F. actuels, les fréquences supérieures à 5.000 sont complètement étouffées.

L'EFFET D'ÉCRAN

Si l'on a branché un haut-parleur électrodynamique sur un amplificateur de T. S. F. ou de pick-up, on sera surpris de constater que l'audition ne répond en rien aux brillantes qualités que l'on accorde à ce haut-parleur. L'audition est nette, la parole est claire, mais elle est grêle et complètement dépourvue des fréquences graves.

C'est que le cône se conduit à la manière d'un piston qui travaillerait hors

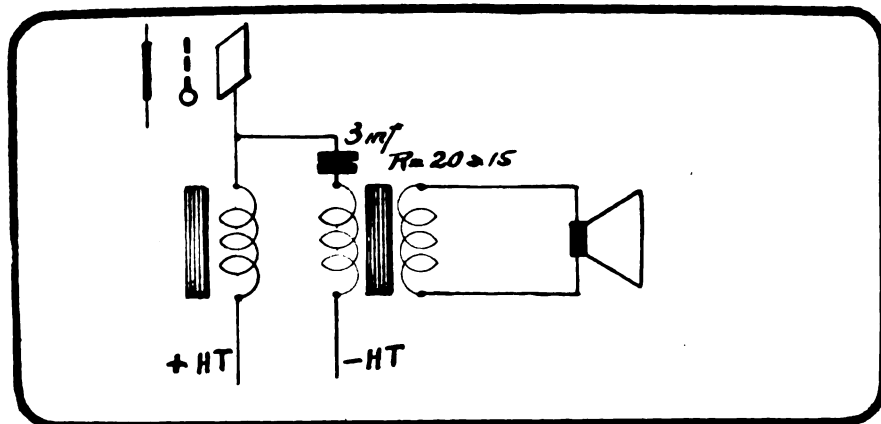


Fig. 9

de son cylindre. L'air qu'il refoule vigoureusement en avant le contourne et vient prendre la place de la dépression produite à l'arrière. Cet effet est moins sensible pour les fréquences élevées, car l'inertie de l'air est suffisante pour qu'il n'ait pas le temps de contourner le cône avant de recevoir l'impulsion inverse.

Le remède est bien simple : il suffit de séparer les deux faces du cône par un écran. Théoriquement, la distance D (fig. 10) qui doit séparer les deux faces du cône doit être égale au quart de la longueur d'onde de la fréquence la plus basse que l'on désire transmettre. Pratiquement, l'écran aura 90 centimètres à 1 mètre de côté. On le constituera en bois dur (chêne ou hêtre) assez épais (20 mm. minimum) afin d'éviter qu'il n'entre en vibration. Il pourra être indifféremment carré ou circulaire. On pourra également placer le haut-parleur dans un meuble

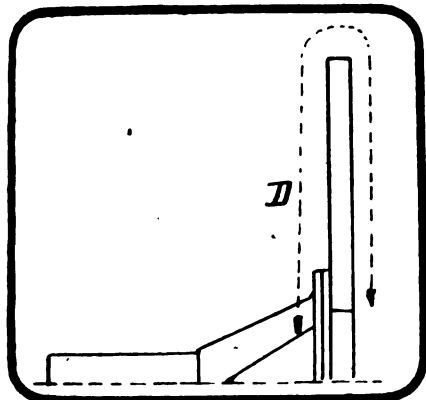


Fig. 10

et, dans ce cas, la distance D sera celle qui est représentée sur la figure 11. En outre, on disposera, entre le haut-parleur et l'orifice, une rondelle de feutre destinée à amortir les vibrations possibles. On constatera, d'ailleurs, qu'aux grands volumes de son il est impossible d'empêcher l'ébénisterie de vibrer : ce phénomène n'est pas préjudiciable au rendement.

Lorsqu'on dispose le haut-parleur dans un meuble, il faut éviter de réaliser une ébénisterie trop profonde : le haut-parleur agirait alors comme s'il se trouvait à l'embouchure d'un tuyau d'orgue et certaines fréquences assez basses seraient favorisées ; la sonorité

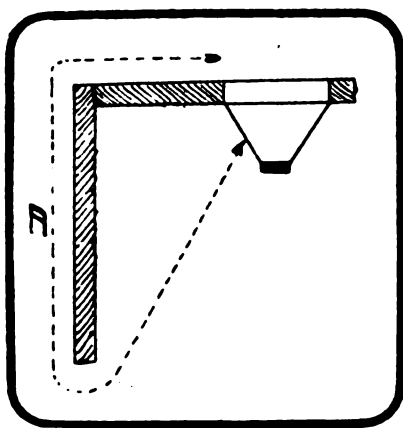


Fig. 11

serait alors caverneuse. Il ne faut pas dépasser 50 centimètres de profondeur si la largeur du meuble ne dépasse pas 70 centimètres, à moins que l'on ne pratique des ouvertures sur les côtés du meuble (fig. 12).

Un écran de 1 mètre transmettra les fréquences à partir de 60 périodes. Il n'y a pas intérêt à descendre au-des-

sous si l'appareil est alimenté, comme c'est presque toujours le cas, par du courant alternatif. En effet, dans ce cas, il existe toujours un léger ronflement à la fréquence du courant (25, 42 ou 50 périodes) qui n'a pas besoin d'être renforcé. Avec un écran de 1 mètre, ce ronflement n'est généralement pas perceptible à 2 mètres du haut-parleur et on ne peut même pas le soupçonner à une distance inférieure lorsqu'il est en fonctionnement (paroles ou musique).

Lorsqu'on désire un écran parfait, on peut encastrer le haut-parleur dans un orifice fait dans une cloison ou dans un mur. Le volume de son est le même des deux côtés de cet écran. Cette disposition est donc particulièrement intéressante pour faire entendre le haut-parleur dans deux salles distinctes mais voisines, et si l'on se propose de le faire fonctionner toujours à la même place.

(A suivre.)

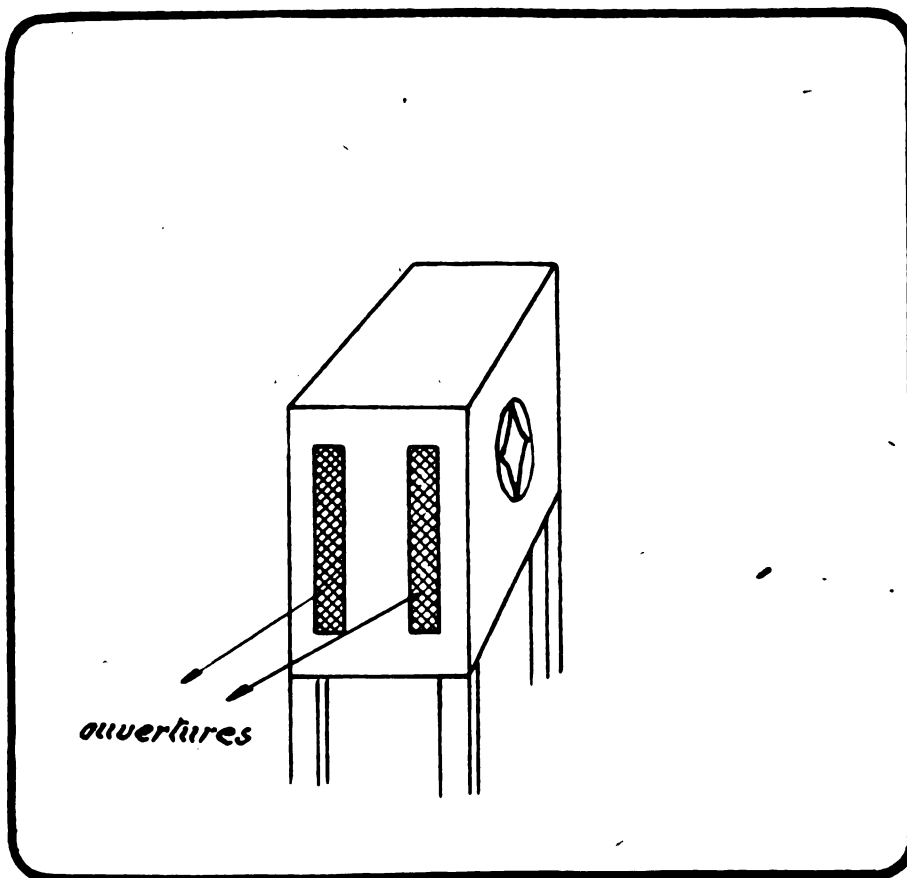


Fig. 12

■ ■ ■ ■ ■

NOS REALISATIONS

Le Supradyne G. E. 6

par R. ALINDRET

■ ■ ■ ■ ■

D EPUIS l'apparition de la lampe à grille écran sur le marché français, nous nous étions abstenu de publier des montages utilisant cette lampe, désirant avant tout ne préconiser à nos lecteurs que des appareils dont le fonctionnement est absolument régulier.

Le supradyne que nous allons décrire a été étudié en vue d'un fonctionnement parfait, tout en conservant la souplesse de réglage des appareils à lampes ordinaires.

Il comprend, comme tout appareil

de ce genre, une lampe bigrille changeuse de fréquence. Les amplificatrices en moyenne fréquence sont deux lampes à grille écran, la détectrice est une lampe à pente caractéristique assez élevée et la lampe de sortie est une trigrille étudiée spécialement pour cet usage.

Établissons en premier lieu le schéma de principe de l'appareil.

Nous montons (fig. 1) la lampe bigrille changeuse de fréquence de la façon ordinaire, c'est-à-dire que le circuit oscillant collecteur d'onde, constitué par le cadre et son condensateur C_1

d'accord, est intercalé entre la grille principale de la lampe et le négatif du filament de cette même lampe.

L'oscillatrice O est connectée d'une part entre la grille auxiliaire de la lampe bigrille et le filament, d'autre part entre la plaque et le filtre ou tesla moyenne fréquence T_1 . Nous verrons plus loin que ce montage est un peu spécial.

Le bobinage de l'oscillatrice intercalé dans le circuit grille de la lampe est accordé sur la fréquence voulue à l'aide du condensateur variable C_1 .

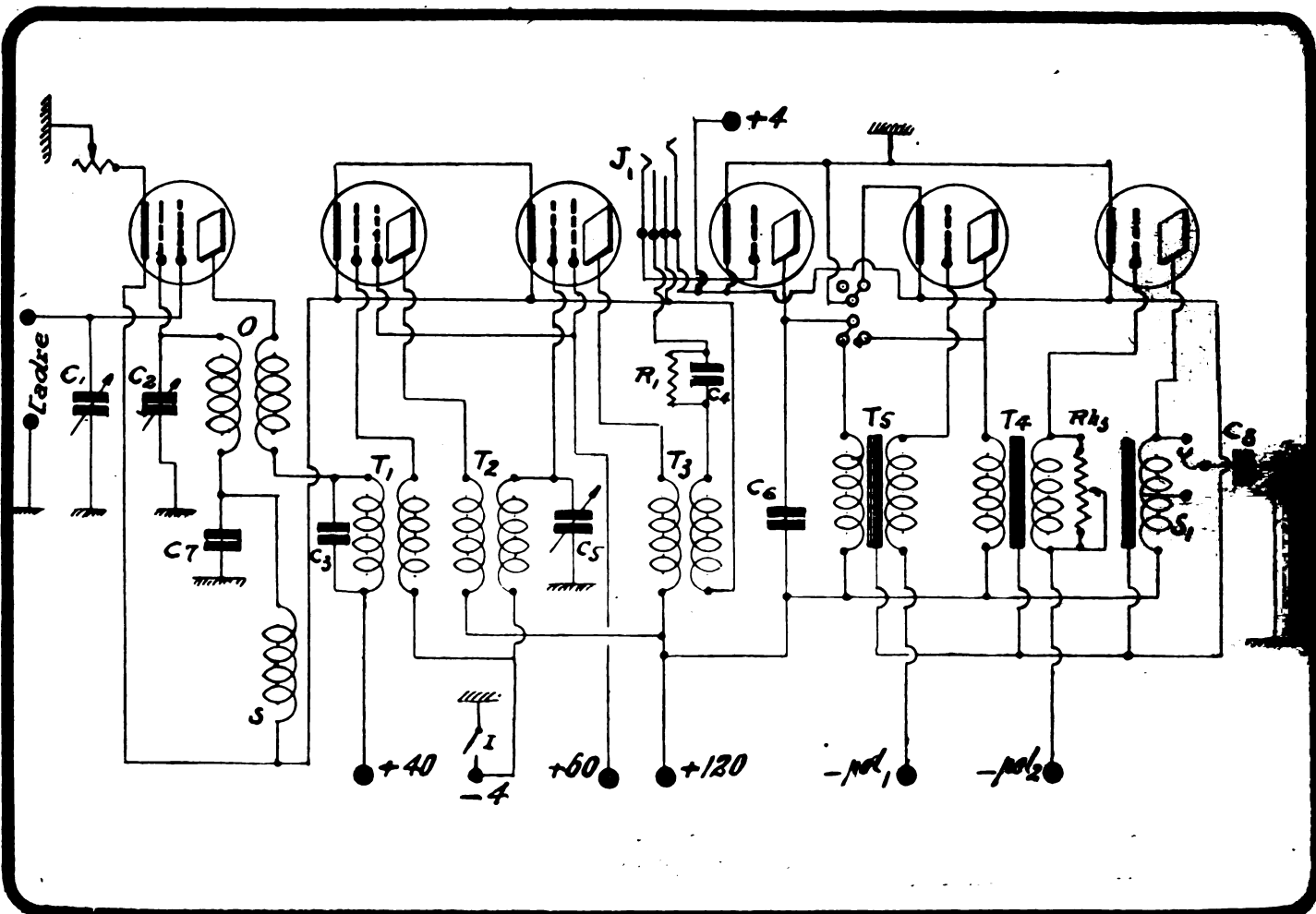


Fig. 1

Comme nous l'avons dit précédemment, les deux lampes amplificatrices en moyenne fréquence sont des lampes à grille écran. Ces lampes comportent un culot à 4 broches comme les lampes ordinaires et une borne placée à la partie supérieure de l'ampoule. Cette borne correspond à la plaque de la lampe. La broche du culot qui, dans une lampe ordinaire, est reliée à la plaque est, dans la lampe à grille écran, celle qui correspond à cette grille. La figure 2 indique d'ailleurs la disposition des broches de la lampe, cette dernière étant vue du dessous.

Nous continuerons donc notre montage en tenant compte de cette disposition spéciale des électrodes. Le tesla T_1 a son primaire branché entre le bobinage plaque de l'oscillatrice et une prise de source à 40 volts. Ce primaire est shunté par un petit condensateur fixe C_2 dont le rôle est de permettre le passage des oscillations de l'hétérodyne, oscillations qui dans le cas d'un tesla bien construit ne pourraient passer à travers le bobinage.

Le secondaire du tesla est branché entre la grille de la première lampe amplificatrice moyenne fréquence et le négatif du filament.

La grille écran est reliée directement à la source de tension plaque par une prise la portant à un potentiel égal à la moitié de celui qui est appliqué sur la plaque. Cette tension qui, dans les lampes utilisées, doit être de 120 volts pour obtenir un bon rendement, conduit donc à ramener la grille écran à une prise à 60 volts.

La plaque de la lampe est, comme dans le cas d'une lampe ordinaire, reliée au positif de la batterie de tension plaque par l'intermédiaire du primaire d'un transformateur moyenne fréquence T_2 .

La deuxième lampe moyenne fréquence est montée d'une façon identique à la première, c'est-à-dire que sa grille est reliée au négatif du filament par l'intermédiaire du secondaire de T_2 , et que sa plaque va au positif de la batterie de tension plaque à travers le primaire d'un transformateur moyenne fréquence T_3 . Bien entendu, la grille écran est comme pour la lampe précédente reliée à une prise 60 volts.

La détection étant opérée par la méthode ordinaire d'utilisation de la caractéristique de grille, nous relie-

rons la grille de la lampe détectrice au négatif du filament par l'intermédiaire d'un petit condensateur fixe de détection C_3 , shunté par une résistance fixe R_1 , et du secondaire de T_2 .

Il est à remarquer que les transformateurs T_2 et T_3 , ainsi que le tesla T_1 , doivent tous les trois être accordés rigoureusement sur la même longueur d'onde. Il faudra donc prévoir un condensateur d'accord sur chacun des secondaires à moins que l'on achète dans le commerce des transformateurs tout accordés.

Cette dernière solution est préférable, les constructeurs sérieux de

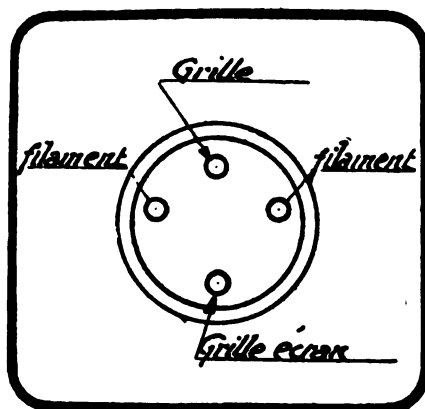


Fig. 2

transformateurs moyenne fréquence disposant de moyens de mesure et d'accord que n'ont pas les amateurs, et c'est pourquoi, dans notre réalisation, nous avons prévu l'emploi de transformateurs accordés.

L'appareil étant monté comme nous l'indiquerons par la suite, les lampes moyenne fréquence « accrochent », c'est-à-dire qu'elles fonctionnent en hétérodyne. Pour supprimer cet accrochage tout en restant à la limite extrême où il va se produire, et où l'amplification est maximum, nous avons prévu aux bornes du secondaire de T_2 , un petit condensateur variable C_4 dont le rôle est de désaccorder légèrement T_2 , et qui sert ainsi de « réaction » permettant de régler à volonté l'accrochage de l'amplification moyenne fréquence.

La lampe amplificatrice de sortie en basse fréquence pourra être une lampe ordinaire de puissance, mais il est préférable d'utiliser une trigrille spéciale. Cette lampe, qui se met purement et simplement à la place d'une lampe ordinaire, comporte sur le côté de son culot une petite borne qui est à

relier directement au pôle positif de la batterie de tension plaque.

Elle est accouplée normalement à la lampe détectrice par un transformateur basse fréquence T_4 dont le primaire est intercalé entre la plaque de la détectrice et une prise à 120 volts. Un condensateur fixe C_5 est intercalé entre cette dernière plaque et le + 120.

Le secondaire de ce transformateur est connecté entre la grille de la lampe B.F. et une prise — pol. 2 correspondant au négatif d'une pile de polarisation placée à l'extérieur de l'appareil et dont le positif est relié au négatif de la batterie de 4 volts de chauffage.

La lampe de sortie ayant un courant plaque permanent assez fort, ce courant peut être dangereux pour le haut-parleur si ce dernier est branché directement sur la plaque de la lampe.

Il y a donc intérêt à effectuer la sortie du poste par l'intermédiaire soit d'un transformateur, soit d'une self et d'un condensateur afin d'empêcher le courant permanent de la lampe de passer dans les enroulements du haut-parleur.

D'autre part, afin d'obtenir une meilleure utilisation de la lampe trigrille employée, il y a avantage à ramener en concordance la résistance interne de la lampe et l'impédance du haut-parleur.

Le meilleur résultat sera obtenu soit avec un transformateur dévolteur de rapport 0,5, soit avec une self dont la moitié seulement du bobinage est branchée sur le haut-parleur, la totalité du bobinage étant intercalée entre la plaque et le positif de la batterie de tension plaque.

Pour des raisons de facilité du montage, nous avons choisi pour notre réalisation l'utilisation d'une self de sortie S_1 comportant une prise médiane. Cette self est montée comme l'indique la figure 1 et un condensateur fixe C_6 arrête le passage du courant permanent de plaque dans le haut-parleur.

Il ne nous reste plus maintenant qu'à terminer notre schéma de principe par l'adjonction des rhéostats nécessaires.

Dans les conditions normales d'utilisation, la lampe détectrice et la lampe de sortie amplificatrice en basse fréquence sont chauffées à 4 volts. Il est donc inutile de leur prévoir un rhéostat et leur allumage se fera simplement à l'aide de l'interrupteur général I prévu à cet effet.

Les deux lampes amplificatrices moyenne fréquence auront leur chauffage réglé par un rhéostat commun Rh_1 .

On tiendra compte du fait que moins le chauffage est fort, plus l'appareil devient sélectif sans beaucoup changer de rendement, tout au moins dans une certaine limite.

Un rhéostat Rh_1 sera prévu pour le réglage de la lampe bigrille. Il aura le même effet que celui des moyennes fréquences et de plus, permettra en diminuant le chauffage d'éviter sur certaines lampes bigrilles des blocages d'oscillations provenant d'un accrochage entre les circuits oscillants cadre et hétérodyne.

Les deux rhéostats cités ci-dessus seront montés comme il est indiqué par la figure 1.

D'autre part, il peut dans certains cas être intéressant de disposer d'une amplification basse fréquence supplémentaire, par exemple pour l'utilisation d'un pick-up ou pour obtenir des auditions très puissantes. A cet effet, nous avons prévu une lampe supplémentaire en B.F., lampe qui vient s'intercaler entre la détectrice et la lampe de sortie.

Cette lampe se met en circuit ou s'enlève par la simple manœuvre d'un commutateur spécial à bouton poussoir (P) qui la met en service ainsi que son transformateur T_3 .

Afin de permettre le réglage facile de la puissance fournie au haut-parleur, une résistance réglable Rh_2 de 50.000 ohms shunte le secondaire du transformateur T_4 .

Si l'on désire faire fonctionner l'appareil en amplificateur de pick-up, on montera un jack J, à 4 lames qui éteint automatiquement les lampes non utilisées, c'est-à-dire la bigrille et les deux lampes à écran. Au cas où l'on n'envisagerait pas l'utilisation du pick-up, il serait inutile de monter ce jack et il suffirait de relier entre elles les connexions numérotées 11 et 12 sur le plan de câblage. Les connexions numérotées 9 et 10 devraient ainsi être reliées entre elles.

Comme nous prévoyons le montage de l'appareil sur un panneau avant métallique et que, d'autre part, nous désirons, pour des facilités de montage, supprimer le plus possible de connexions, nous avons été amenés à monter l'oscillatrice d'une façon un peu spéciale, un accrochage stable de la bigrille demandant un retour au + 4 de la grille auxiliaire et le condensateur d'hétérodyne étant au - 4.

Nous avons tourné la difficulté par l'emploi d'un condensateur fixe C_7 et d'une self de choc haute fréquence S.

Deux jacks à une lame ont été prévus, l'un J_1 pour le branchement du cadre, l'autre J_2 pour celui du haut-parleur.

Nous allons maintenant procéder au montage et pour cela nous procurer le matériel nécessaire. Afin d'éviter des recherches à nos lecteurs, nous indiquons ci-dessous la nomenclature des pièces à l'aide desquelles cet appareil a été réalisé.

Ce matériel est le suivant :

C_1 et C_2 Condensateurs variables Arena D 4. S.

C_3 Condensateur fixe Mikado tubulaire 1/1000.

C_4 Condensateur fixe Mikado tubulaire 0,2/1000.

C_5 Condensateur variable Minicat 0,25/1000.

C_6 Condensateur fixe Mikado tubulaire 4/1000.

C_7 Condensateur fixe 1 microfarad type PTT.

T_1 Tesla accordé Unic spécial pour lampes à écran.

T_2, T_3 Transformateurs M.F. accordés Unic pour lampes à écran.

T_4, T_5 Transformateurs Brunet intervalve Orthoformer.

S_1 Self de sortie Brunet Orthoformer.

S Self de choc ACRM.

J_1, J_2 Jacks à une lame Unic grand modèle.

J_3 Jack à 4 lampes Unic grand modèle.

Rh_1, Rh_2 Rhéostats Monopole 20 et 30 ohms.

Rh_3 Résistance variable Résistograd.

O Oscillatrice toutes ondes ACRM.

P Commutateur B.F. Unic.

On se procurera en outre un panneau d'aluminium ou de cuivre de $200 \times 550 \times 4$ et une planche d'ébonite de $220 \times 550 \times 6$ sur lesquels sera effectué le montage.

Il nous faudra de plus 9 fiches bananes, 25 douilles de lampes et du fil de bronze 16/10 pour compléter notre matériel.

Dans le prochain numéro, nous indiquerons la façon de câbler et de régler notre appareil.

Le Pick-Up V. 64

par R. LEPESQUEUR

■ ■ ■ ■ ■

Le mois dernier, nous vous présentions, chers lecteurs, un poste valise; mais si la T. S. F. a toujours de fervents adeptes, le pick-up est aussi très à la mode et c'est avec plaisir que l'on peut écouter quelques disques favoris pendant une promenade à la campagne. L'on a même ainsi beaucoup d'avantages sur la

T. S. F.; pas de parasites; pas d'antenne à installer, puissance d'audition constante et toujours très suffisante; enfin libre choix des morceaux et facilité d'organiser un petit bal en plein air.

C'est pourquoi nous avons réalisé à votre intention un amplificateur phonographique transportable, qui

pourra d'ailleurs tout aussi bien servir en appartement, et que nous avons voulu le plus simple possible quoique suffisant pour donner des auditions convenables en puissance et en pureté.

Le schéma de principe de l'amplificateur proprement dit (fig. 1) et les photographies qui illustrent cette description faciliteront la tâche de nos

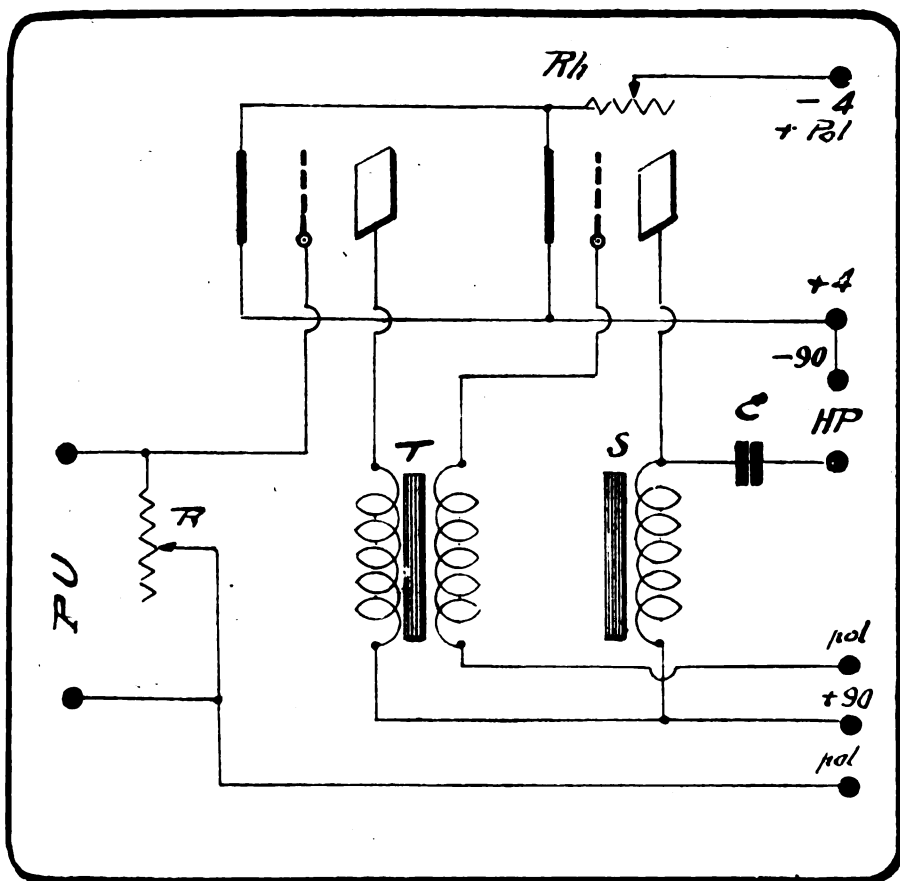


Fig. 1

contre, les retours de grilles se font, pour le premier étage à $-1,5$ volt et pour le second à -6 volts.

Et voilà notre ampli, comme vous le voyez c'est la simplicité même. Le montage n'est pas plus compliqué ; au centre d'une plaque d'ébonite de 8 millimètres d'épaisseur ou de bois bien sec de 1 centimètre, est tout d'abord monté le moteur tourne-disques ; aux quatre angles sont fixés rhéostat, résistance de contrôle du volume de son, bouton de réglage de la vitesse du moteur et frein d'arrêt du plateau. La disposition de ces pièces est clairement indiquée par les photographies représentant la vue de dessus de l'ampli et de la valise.

Auprès du rhéostat est placé le jack j qui reçoit la fiche du haut-parleur.

A droite et en haut de cette plaque se trouvent, fixées par le champ, deux planches de 10 centimètres de hauteur (pour valise de 11 centimètres de profondeur) qui servent de support au transfo, à la self de sortie, au condensateur de $2 \mu F$ (C) et à une petite plaquette d'ébonite qui porte deux bornes recevant des fils du pick-up.

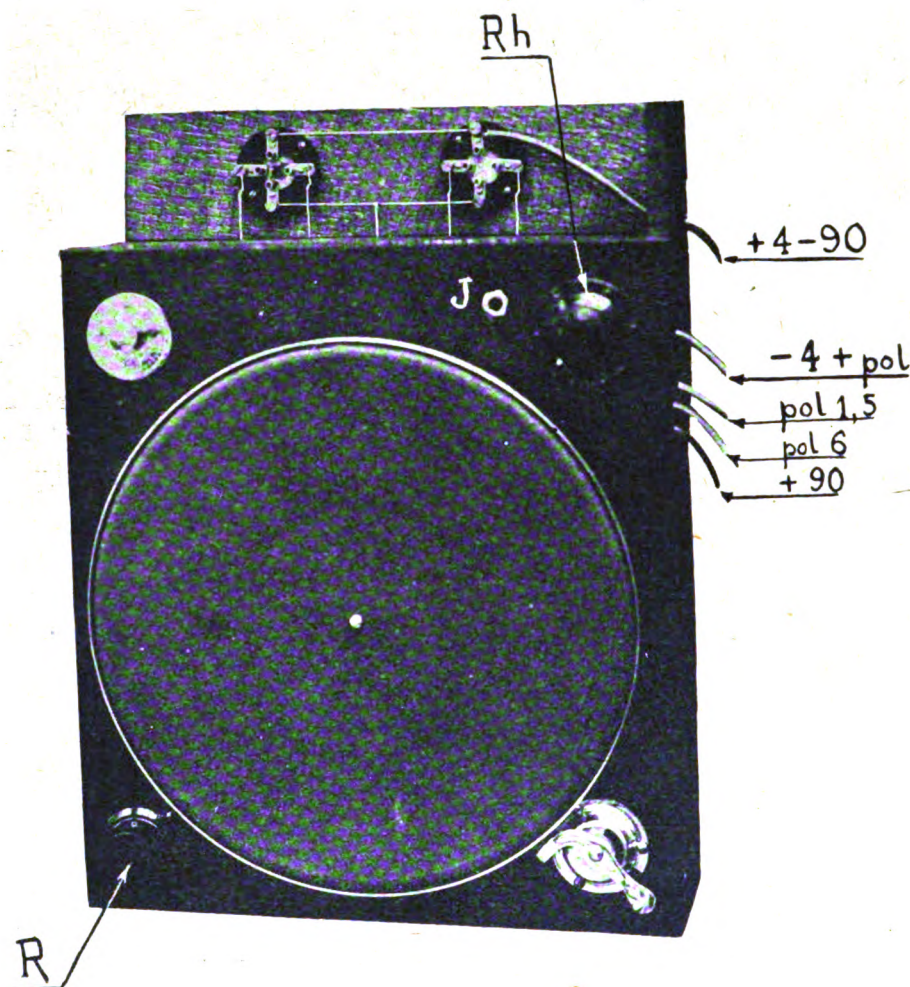
lecteurs désireux d'en entreprendre la construction.

L'amplificateur comporte deux étages ; le pick-up, shunté par une résistance variable de 30 ohms à 10 megohms, attaque directement la grille de la première lampe. La liaison entre celle-ci et la deuxième est faite par l'intermédiaire d'un transformateur de rapport $1/4$ ou $1/5$ de bonne qualité, mais dont le poids ne doit pas être excessif (valisé !). Le haut-parleur est protégé par un filtre de sortie classique constitué par une self à fer S de 20 à 30 henrys et un condensateur C de $2 \mu F$; les électro-aimants ne sont ainsi traversés que par les courants de fréquences musicales. Toujours pour raison de poids et comme il est assez difficile de se procurer une self à fer ne pesant pas trop lourd, nous avons employé un transfo identique au premier mais de rapport $1/1$ et dont on relie en série le primaire et le secondaire.

Un rhéostat Rh de 20 ou 30 ohms commande l'allumage des lampes.

Les plaques de ces deux lampes sont portées au même potentiel, mais par





La vue de dessous montre comment est effectué ce montage ainsi que la disposition des connexions. Enfin une autre planche située en haut de l'ampli et à la partie inférieure de la planche verticale reçoit les supports de lampes. Les connexions reliant ces supports aux différents circuits passent au travers de trous percés dans la planche verticale. Les fils d'alimentation (fil de magnéto) sont directement soudés sur les appareils auxquels ils apportent le courant et sortent par des trous percés dans la planche de droite, puis ils sont branchés sur les sources. La disposition générale est visible sur la vue de dessus de la valise. L'ampli est maintenu par des réglettes clouées aux parois de la valise. A l'intérieur on peut ménager un grand casier où il est facile de loger une pile de 90 volts, modèle normal, une pile de polarisation de 9 volts et un petit accu fer-nickel de 4 AH. dont on rendra bien étanches les bouchons. On peut d'ailleurs tout aussi bien se servir de deux

piles de 4,5 volts type « ménage » montées en parallèle qui suffiront amplement à chauffer les deux filaments pendant une trentaine d'heures pour le moins. A côté batteries il nous reste encore assez d'espace pour placer les autres accessoires : pick-up ; manivelle boîte à aiguilles. Un couvercle maintenu sur deux autres réglettes ferme ce casier et sert d'autre part à poser le pick-up pendant le fonctionnement. Les lampes restent toujours en place ; voici celles qui nous ont donné les meilleurs résultats :

Metal : DZ-908 et DY-604 ou DZ-1508 et DX-804.

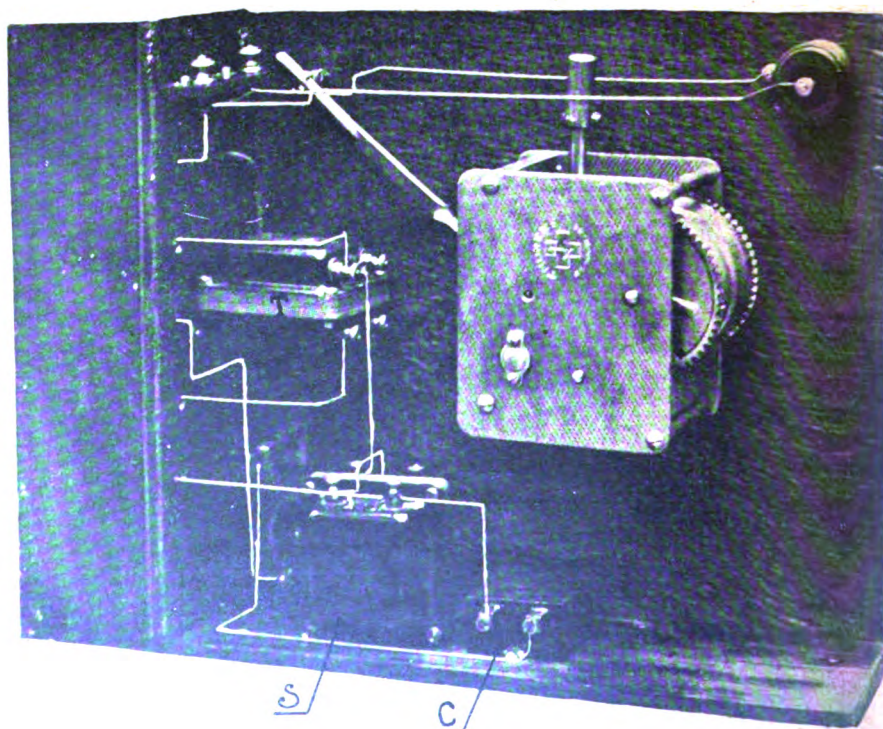
Philips : A-409 et B-406 ou A-415 et B-405.

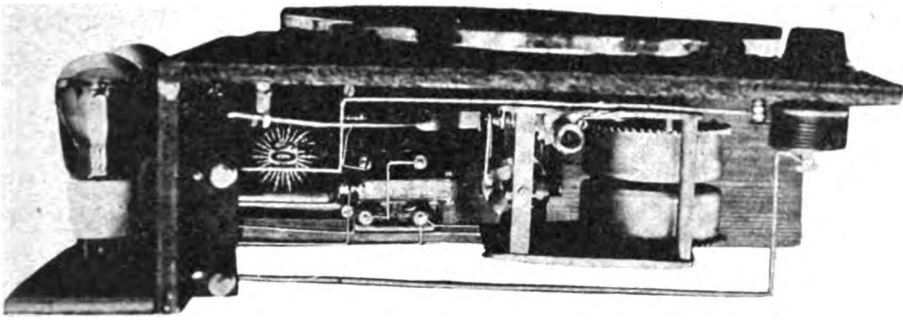
Radiotechnique : R-75 et R-56 ou R-76 et R-64.

La polarisation à appliquer à la grille de la dernière lampe est de moins 6 volts, le retour de la première sera fait à moins 1,5 volt, cependant il peut se faire qu'alors l'ampli siffle, dans ce cas il faudra polariser à plus 1,5 volt au lieu de moins 1,5.

Pour terminer, il est facile d'agencer dans le couvercle une pochette dans laquelle trouveront place les disques.

Voici notre valise prête, il ne reste plus qu'à se procurer des disques et nous pourrons à tout moment et en



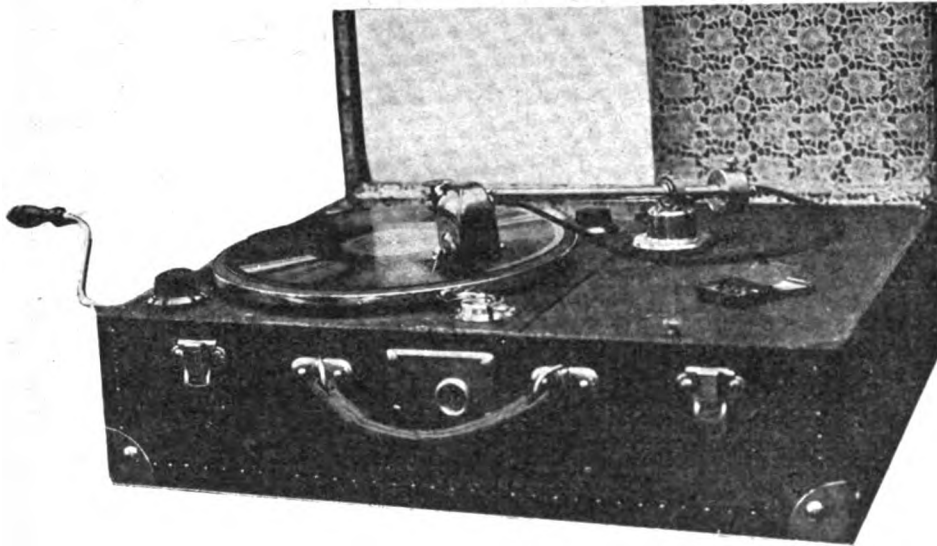


... tout lieu écouter quelques bons morceaux, le seul reproche que l'on puisse faire à cet ensemble est le poids un peu

élevé pour le transport : 14 à 15 kilos. Mais il est à peu près impossible de faire mieux à ce point de vue, l'on peut

en effet simplifier le plus possible l'emploi lui-même, ce que nous avons fait, mais par contre l'alimentation doit obligatoirement se faire sous 90 volts et encore n'est-ce là qu'un minimum, qui permet cependant d'obtenir du bon haut-parleur.

N.-B. — Les photographies agrandies illustrant cet article ont été obtenues avec un pocket Z modèle B des établissements Zion, 140 bd Richard-Lenoir, Paris XI^e.



A TRAVERS LE ROYAUME DES ONDES

Tour d'Europe radiophonique

par Alex SURCHAMP

■ ■ ■ ■ ■

QUAND on jette un coup d'œil d'ensemble sur une carte radiographique de l'Europe, on ne peut s'empêcher d'être frappé par le désordre que révèlent toutes ces stations qui semblent avoir été placées au petit bonheur, aux quatre coins d'un pays, et dont l'abondance inexplicable par endroit, contraste étrangement avec le vide que l'on constate en certains autres. On a l'impression très nette que d'une façon générale peu de gouvernements se sont souciés d'assurer à l'intérieur de leur territoire une judicieuse répartition des postes émetteurs de T. S. F. en tenant compte, comme il se devait, des conditions physiques de chaque région, en même temps que de ses besoins économiques ou sociaux.

Si l'on regarde la carte militaire d'un Etat, il est aisé de constater que le classement par région correspond à certaines conditions de groupements de force en cas de mobilisation, que l'emplacement des troupes, de différentes armes, a été établi en fonction des nécessités de la défense nationale ou de la police intérieure. Une idée directrice a procédé à toutes ces divisions, à tous ces groupements. On a visé un but : on s'est outillé en conséquence.

Pourquoi, toutes proportions gardées, n'en a-t-il pas été de même pour la T. S. F. ? Pourquoi n'a-t-on pas cherché sur chaque territoire, à répartir les stations avec le même souci de l'intérêt public ou de l'intérêt national que celui qui a été de règle pour assigner l'emplacement des corps d'armée, des préfectures, des tribunaux ou même simplement des régions économiques ?

La raison en est que l'évolution de la T. S. F. a été prodigieusement rapide et que nul ne pouvait prévoir, il y a dix ans à peine, la place considérable que cette invention allait prendre dans la vie habituelle des peuples. Partant de ce principe que l'air, comme la mer, appartient à tout le monde, les stations sont sorties du sol, comme sortent les champignons, au hasard des chemins et aussi, il faut bien le dire, au hasard des capitaux. L'intérêt général a dû céder le pas aux intérêts particuliers.

C'est aujourd'hui seulement que l'on commence à s'apercevoir des graves conséquences de cette absence première d'ordre et de méthode. L'Europe, à l'heure actuelle — et tout particulièrement la France — est dans la situation d'une ville qui aurait laissé bâtir des maisons au petit bonheur, dans toutes les directions et qui voudrait maintenant les regrouper, les surélever de quelques étages, les placer en des endroits déterminés pour arriver à instituer une agglomération normale

A un moment où, en France, on s'efforce de doter le service radiophonique d'un statut officiel et de procurer à ce service les ressources propres qui lui font en partie défaut, il n'est peut-être pas inutile, ni dépourvu d'intérêt, de faire un tour hors de nos frontières et d'examiner comment est organisée la radiophonie dans chaque pays.

Cette étude nous donnera l'occasion de pénétrer dans des conceptions qui, souvent, diffèrent des nôtres, en même temps qu'elle nous permettra de faire parfois d'utiles et profitables comparaisons.

avec des rues, des boulevards et des places publiques.

L'opération, certes, n'est pas impossible, mais elle ne va pas sans quelques difficultés et il n'a pas fallu moins de trois ou quatre conférences internationales pour mettre un peu d'ordre dans ce chaos radiophonique de la première heure. Nous connaissons déjà les embarras de la circulation et les difficultés que l'on éprouve à les résoudre. Nous étions menacés avec le principe de la liberté de l'air de connaître les embarras de la transmission et leurs conséquences s'annonçaient comme devant être aussi désastreuses.

DENSITÉ RADIOPHONIQUE

Les différentes associations radiophoniques du monde publient périodiquement des statistiques indiquant à la manière d'un thermomètre, les évolutions, les fluctuations du nombre des sans-filistes dans leurs pays respectifs. Ces statistiques sont des études exactes de faits bruts, mais on peut leur demander une sorte de psychologie pratique, capable de dépasser la portée de simples renseignements. Il peut en résulter des indications utiles et profitables à tout le monde et qui, en maintes circonstances, sont susceptibles d'avertir à bon escient de la conduite à tenir pour favoriser le développement d'une invention qui, à la vérité, a fait, en quelques années, des pas de géant.

Quel est aujourd'hui le pays d'Europe dans lequel la radio a enregistré les progrès les plus surprenants ? Un savant allemand, Herr Lion Feuchtwanger s'est posé la question et, avec un sentiment patriotique qui l'honore, il l'a résolue sur l'heure en déclarant que la palme revenait à l'Allemagne où Berlin, à lui seul, possède une fois plus d'auditeurs que Londres ou New-York.

Or Berlin a une population qui n'est guère plus de la moitié de celle de Londres, et New-York détient un huitième des 8 millions d'appareils qu'on croit être en usage aux États-Unis.

Il est difficile de tenir pour rigoureusement exacte l'affirmation de Herr Feuchtwanger, car pour les États-Unis, par exemple, pays de la radio libre, il n'existe aucun moyen de connaître de façon précise le nombre des sans-filistes.

Il faut cependant reconnaître que l'Allemagne est, de tous les pays d'Europe celui, où la T. S. F. a marqué les progrès les plus extraordinaires. Pour le dernier trimestre de 1927, par exemple, on a enregistré outre-Rhin une augmentation de 250.000 sans-filistes, alors qu'en Grande-Bretagne ce chiffre ne dépassait pas 100.000. Au cours de 1928, l'Allemagne a gagné 625.695 licences, tandis que l'Angleterre n'en avait en plus que 233.166. Si cependant l'on considère le nombre des auditeurs par rapport à la population, la Grande-Bretagne marque une avance sérieuse sur l'Allemagne : pour les années 1927 et 1928, les pourcentages de l'Angleterre sont 56,91 et 59,48 pour 1.000 habitants : ils ne sont en Allemagne que de 33,49 et 43,92. Le pourcentage le plus important est donné par le Danemark qui, avec sa faible population de 3.300.000 habitants, a porté au cours de 1927 le chiffre de ses sans-filistes de 121.264 à 188.260 et, en 1928, à 252.200, c'est-à-dire de 36,74 0/000 à 76,42, ce qui est le record en Europe.

Il faut signaler aussi la très belle performance réalisée par la Suède où une population de 6 millions d'habitants est répartie sur un territoire deux fois aussi grand que l'Angleterre et où le chiffre des auditeurs est de 380.863, soit 63,47 par 1.000 habitants, alors qu'en 1927 ce pourcentage n'était que de 54,68.

L'Autriche tient une place honorable dans le palmarès radiophonique : 325.200 sans-filistes, soit 53,31 pour 1.000 habitants, ce qui note un gros effort étant donné le petit nombre de stations dont dispose ce pays.

En Tchécoslovaquie, les statistiques ne mentionnent au cours de l'année 1927 qu'une augmentation de 45.000 auditeurs et, en 1928, 17.000 environ. La Pologne a passé de 117.236 en 1927, à 187.480 en 1928. Ce sont là des chiffres officiels, établis d'après le nombre des licences accordées, mais il y a tout lieu de croire qu'ils sont bien en dessous de la vérité. Dans beaucoup de pays, ceux qui détiennent clandestinement des postes : les pirates

de la radio », ceux qu'on appelle en Allemagne les « Schwarzöhrrer » (les écouteurs noirs), forment un groupe assez important pour modifier sensiblement les statistiques officiellement établies.

Deux Etats dont les progrès n'ont pas été sans surprendre le monde sans-filiste, ce sont : la Finlande et la Hongrie. La mise en service de la sta-

avec la population. Sans doute faut-il en rendre responsables les postes émetteurs nationaux trop faibles encore et surtout trop récents.

Des chiffres déconcertants sont ceux fournis par l'Italie. Ce pays, dans lequel la musique est en si grand honneur ne compte que 51.000 sans-filistes, en augmentation de 10.000 sur 1927, soit un pourcentage de 13 par 1.000 habi-

statistiques actuellement connues que les chiffres de 1928 comparés à ceux de 1929, accusent en Europe (Russie non comprise) une augmentation de : 1.266.000 auditeurs nouveaux.

Ces résultats européens dont on ne saurait nier l'importance sont cepen-

L'EUROPE RADIOPHONIQUE



tion à haute puissance de Lahti a fait passer les sans-filistes finlandais de 36.900 à 73.800, soit une augmentation de 100 %, tandis que la nouvelle station hongroise de Bucarest a amené le chiffre des licences de 83.314 à 168.453, soit également une augmentation de 100 %. De tels résultats prouvent sans commentaires l'intérêt qu'il y a à faire construire des stations à grande puissance, facilement audibles de tous les points du territoire.

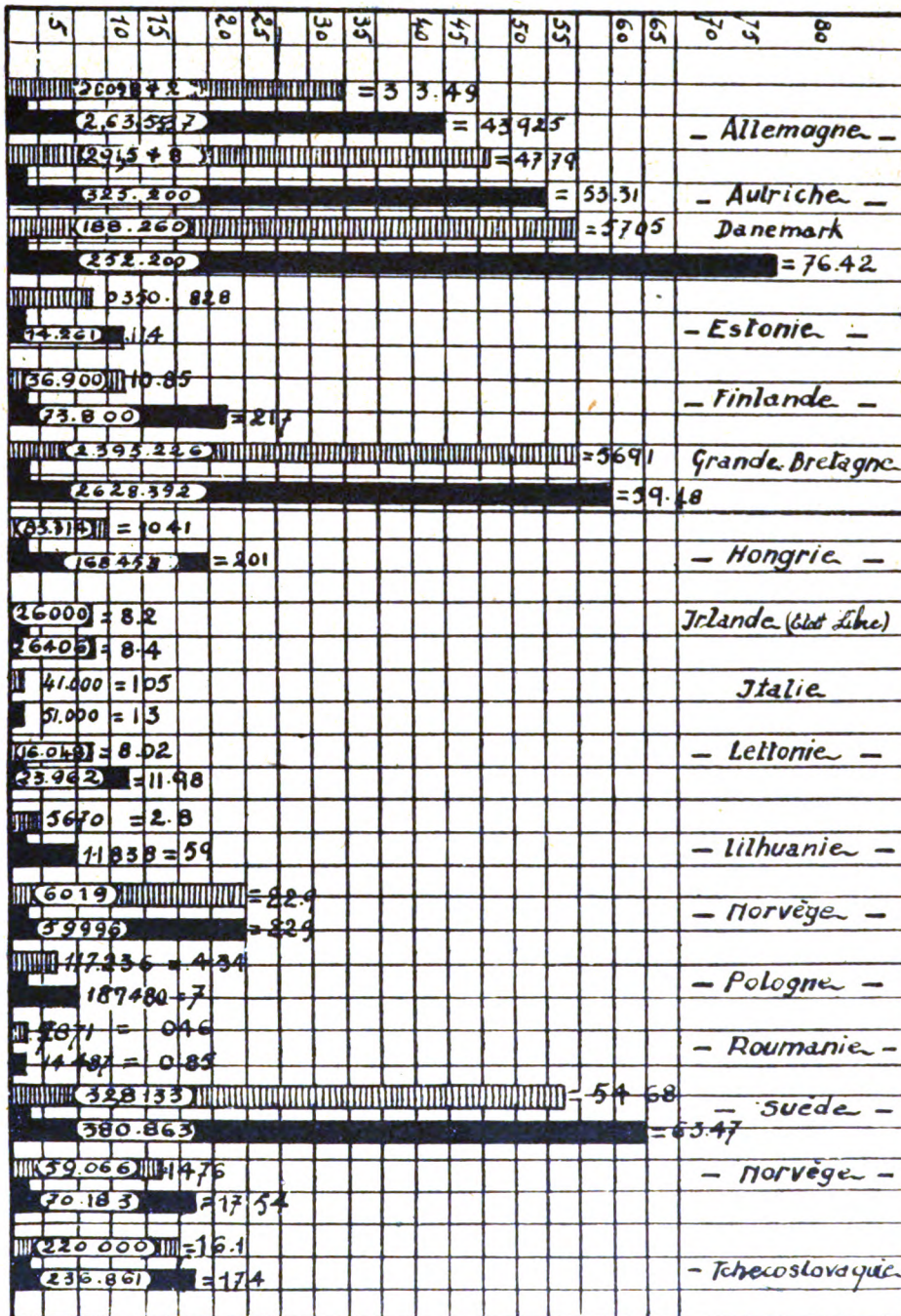
L'Etat libre d'Irlande, la Lettonie, la Lithuanie, la Roumanie ont marqué quelques progrès récents, bien que dans ces divers Etats la proportion des sans-filistes soient loin d'être en rapport

tants. Il est vrai de dire que les stations de Turin et de Genève sont de création trop récente pour avoir donné leur plein effet et que les stations de Rome, Naples et Milan n'ont pas toujours été très heureuses dans leurs émissions.

Quant à la France, la Belgique et la Hollande, il est impossible en l'état actuel de leur organisation radiophonique d'avoir des chiffres exacts sur le monde sans-filiste. Pour la France cependant, on estime le nombre des appareils en usage à 1.200.000 environ, le pourcentage serait donc de 30 pour 1.000.

D'une façon générale, il ressort des

dant bien minimes en comparaison de ceux qu'on peut enregistrer dans certains autres pays du monde. S'il pouvait être établi des statistiques pour les États-Unis, sans doute verrions-nous tous les records battus. On peut, cependant, se faire une idée de la faveur dont jouit la T. S. F. dans certains États, en regardant, par exemple, les chiffres officiellement établis en Australie où le pourcentage des sans-filistes atteint dans l'État de Victoria 78 pour 1.000 habitants. On comprendra toute l'importance d'une pareille proportion, quand on saura que l'État de Victoria, qui a une surface valant une fois et demie celle de



Densité radiophonique.

L'Angleterre, a une population qui ne dépasse guère celle d'un quartier de Londres.

De ce rapide et sommaire exposé, tirons une conclusion : la radiophonie a surtout enregistré des progrès dans les pays qui se sont préoccupés d'accroître plutôt la puissance que le nombre de leurs stations.

L'Espagnol ou le Hollandais, le Hongrois ou l'Irlandais, l'Allemand ou le Français n'ont pas besoin d'être convaincus des bienfaits de la T. S. F., mais ils veulent que toutes les dispositions soient prises pour les en faire bénéficier. A une heure où la France va avoir à organiser son domaine radiophonique, il est bon que nos parlementaires se pénétrant de cette élémentaire vérité.

LA T. S. F. EN ANGLETERRE

LA BRITISH BROADCASTING C^o

En Angleterre, la radiophonie a été réalisée pendant quatre années par une société purement privée dont le capital avait été constitué par les industriels de la T. S. F. La British Broadcasting C^o, formée en 1921, n'avait aucun monopole de droit. L'administration lui fournissait les liaisons téléphoniques pour la transmission, à certaines heures, par tous les postes, à la fois d'informations, de conférences, de manifestations artistiques ou théâtrales ayant un caractère d'intérêt général. Une redevance annuelle de 10 shillings était payée par les usagers, dont un quart allait au Post-Office en contre-partie de ses frais de perception et de liaisons télé-

phoniques, et trois quarts à la société exploitante.

Les résultats du système dépassèrent toutes les espérances. En 1926, le réseau anglais de radiodiffusion comprenait 21 stations dont le grand poste national de Daventry. Au cours de la seule année de 1921, ces stations avaient radiodiffusé 65.870 heures d'émission, soit par station et par semaine une moyenne de 59 heures. Daventry totalisait une moyenne hebdomadaire de 81 heures d'émission, ce qui était incontestablement l'indice d'une remarquable activité. Après quatre années d'exercice, non seulement la radiophonie anglaise était la première en Europe à la fois par la puissance et par la qualité, mais la Compagnie avait pu rembourser la totalité de son capital.

Le Gouvernement britannique intervint alors pour transformer cette institution privée qui comprenait exclusivement des industriels de la T. S. F. en une organisation d'intérêt public gérée par un comité directeur représentant les divers milieux intéressés au développement de la radiodiffusion, mais continuant à fonctionner selon les principes qui président à la gestion d'une entreprise privée, la direction, le personnel et les concours techniques étant conservés. Les industriels furent d'ailleurs les premiers à adhérer à un élargissement de l'entreprise qu'ils avaient jugé indispensable dès le premier jour.

LA BRITISH BROADCASTING CORPORATION

C'est ainsi que le 1^{er} janvier 1927, la British Broadcasting C^o était remplacée par la British Broadcasting Corporation. Les initiales restaient les mêmes (B. B. C.), mais l'œuvre s'agrandissait. Comme « la machine était en sain ordre de fonctionnement », la transition aurait pu s'effectuer sans que l'amateur n'en ait rien su, si l'on n'avait pris soin de l'en informer.

La nouvelle société est une compagnie à charte royale, sans capital et exerçant cette fois un monopole de droit sous le contrôle du parlement.

La B. B. C. est administrée par un Conseil de 6 gouverneurs. C'est lord Clarendon qui en est le président et lord Gainford le vice-président. L'action effective de la société est exercée par un directeur général, sir S. C. W. Reith, qui était directeur de l'ancienne Compagnie.

UN BUDGET DIGNE D'UN MINISTÈRE

Les ressources financières de la société sont assurées par la taxe. Cette taxe qui est de 10 shillings par an, soit au taux actuel du change 62 francs, est perçue par l'État qui retient 12,5 % de la perception et remet le reste à la Corporation elle-même.

D'autre part, pour le premier million de licences émises, le trésor retient 10 % ; 20 % pour le 2^e million ; 30 % pour le 3^e et 40 % à partir du 4^e. Si, par exemple, 2.500.000 licences sont accordées durant l'année, le total des taxes s'élève à 1.250.000 livres :

On procède aux déductions suivantes :

| | |
|--------------------------------------|----------------|
| 12 % du total..... | 156.250 livres |
| 10 % pour le 1 ^{er} million | 43.750 — |
| 20 % pour le 2 ^e million. | 87.500 — |
| 30 % pour le 3 ^e million. | 65.625 — |

Soit au total : 353.125 livres, laissant un reliquat de recettes de 896.875 livres, sur lesquelles 71,75 % vont à la B. B. C.

Il y a donc là, en vérité, des moyens puissants pour maintenir les stations de radiodiffusion à un haut degré d'efficacité et pour rétribuer convenablement un personnel expérimenté.

Quelques chiffres extraits du dernier budget publié par la B. B. C. permettront, d'ailleurs, de se rendre compte des possibilités de la radiodiffusion anglaise. Il a été dépensé, au cours de l'année 1928, 487.728 livres pour l'organisation des programmes ; 131.036 livres pour l'entretien des stations, le paiement des ingénieurs et du personnel ; 63.252 livres pour les locations d'immeubles, de lignes téléphoniques, les assurances, 50.903 livres pour les salaires de l'administration ; 6.100 livres pour les appointements des directeurs ; 7.918 livres pour les contributions à la caisse de prévoyance du personnel ; 26.250 pour le renouvellement du matériel.

Voici un budget dont se contenteraient bien des stations françaises !

MONOPOLE ET CONTRÔLE

Avec le nouveau régime, les Anglais ont comblé une lacune due à la sorte de défiance tout à fait injustifiée dont certains milieux avaient naguère fait preuve vis-à-vis de la radiodiffusion : celle de la représentation ostensible à l'intérêt général, ce qui a eu pour conséquence, parfaitement logique d'ailleurs, l'instauration d'un monopole officiel en faveur d'une organisation placée sous le contrôle du parlement, mais absolument indépendante de toute administration publique.

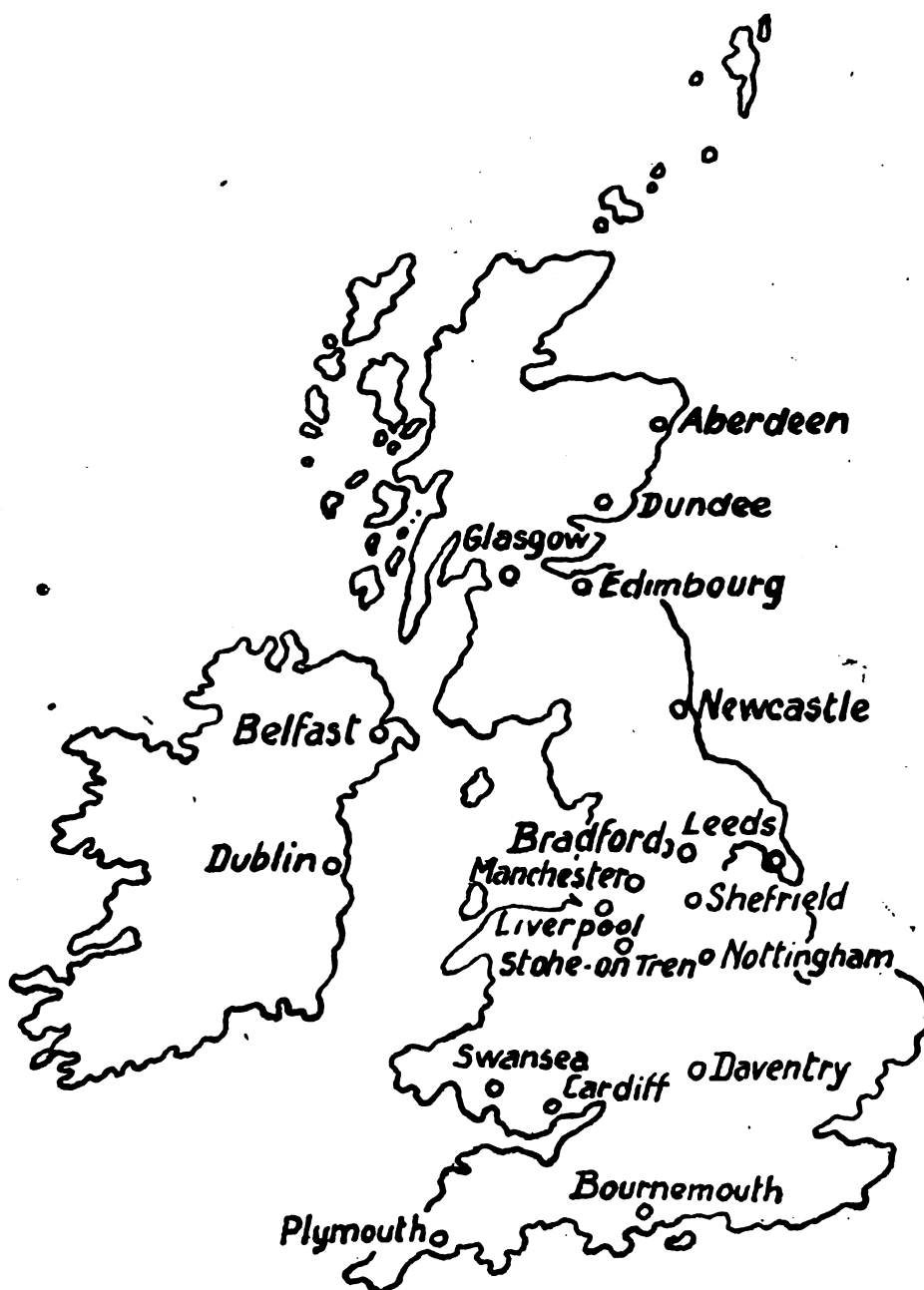
Le droit de contrôle qu'exerce le parlement est assuré de trois façons différentes : 1^o l'Etat fait suivre par les ingénieurs du Post-Office les modifications techniques apportées aux stations ; 2^o il peut faire radiodiffuser tout avis qu'il jugerait nécessaire à l'intérêt du pays et en cas de grève générale la B. B. C. passe sous les ordres du Post Master General ; 3^o il a un droit de censure.

Par ailleurs, la B. B. C. a obtenu d'importantes prérogatives : elle est devenue une personnalité civile, elle peut détenir les droits d'auteur sur toutes ses créations artistiques et littéraires. Elle a enfin le droit de copyright et elle peut radiodiffuser les nouvelles.

Telle est l'organisation anglaise de la radiophonie. La formule doit être bonne, car les résultats obtenus sont excellents et des émissions comme celles de Daventry sont, à juste titre, considérées comme étant parmi les meilleures d'Europe.

AU QUARTIER GÉNÉRAL DE LA B. B. C.

La B. B. C. occupe un imposant immeuble dans le centre de Londres, à Savoy-Hill, entre la Tamise et l'Hôtel Savoy. Devenue historique d'ailleurs,



car où s'élève aujourd'hui le Savoy, s'élevait jadis — en 1245 — une somptueuse résidence qui devait servir plus tard de prison à Jean-le-Bon, roi de France, fait prisonnier par le Prince Noir à Poitiers. Le château fut pillé, brûlé parce que les seigneurs de Savoy avaient protégé Wycliff, l'hérétique. Henry II fit bâtir à sa place un hôpital dédié à saint Jean-Baptiste. C'est dans ses murs que fut installée, en 1552, la première verrerie anglaise. Un siècle plus tard, en 1658, les Indépendants y rédigèrent leur fameuse déclaration de foi. Et c'est une curieuse coïncidence qui fait que cette invention ultra-moderne qu'est la radio, ait élu domicile dans un endroit où chaque pierre apporte son écho du passé.

Cette installation n'est d'ailleurs que provisoire. La B. B. C. a décidé récemment de transporter son quartier général à Portland Palace, près d'Oxford Circus. Le transfert complet sera effectué dès que le nouvel édifice sera construit, soit probablement en

1931. Le futur immeuble sera d'une architecture toute moderne. Il comportera neuf studios et un « super-studio », pouvant contenir mille personnes, le tout parfaitement disposé et à l'abri de tous les bruits extérieurs. Le prix de revient de cette installation sera d'environ 500.000 livres sterling.

L'immeuble actuel de la B. B. C. renferme les services généraux de la Compagnie et les studios d'émission. Sous les combles sont installés les relais amplificateurs correspondant avec trois principales stations de la B. B. C. : Londres (2 L O), Daventry (5 X X) et Daventry Experimental (5 G B).

Le poste de Londres qui est commandé de Savoy-Hill, est situé dans Oxford street, et son antenne est placée au-dessus des grands magasins Selfridges. Les deux autres postes sont installés à Daventry, à une centaine de kilomètres au nord-est de Londres.

Ces postes, comme tous les émetteurs de Grande-Bretagne, sont construits par la « Marconi-Corporation », dont les

| STATIONS | Indicatif | Longueur d'ondes | Puissance en kilocycles | Puissance en kilowatt |
|----------------------|-----------|------------------|-------------------------|-----------------------|
| BRADFORD | 2 LS | 294.1 | 1.020 | 0.13 |
| SCHEFFIELD | 6 FL | 288.5 | 1.040 | 0.13 |
| LEEDS | 2 LS | 258.6 | 1.159.5 | 0.13 |
| EDIMBOURG | 2 EH | 288.5 | 1.040 | 0.33 |
| SWANSEA | 5 SX | 288.5 | 1.040 | 0.13 |
| STOKE ON TRENT | 6 ST | 288.5 | 1.040 | 0.13 |
| DUNDEE | 2 OS | 288.5 | 1.040 | 0.13 |
| HULL | 6 KH | 288.5 | 1.040 | 0.13 |
| LIVERPOOL | 6 LV | 288.5 | 1.040 | 0.13 |
| BELFAST | 2 BE | 302.8 | 990.9 | 1 |
| NEWCASTLE | 5 NO | 243.8 | 1.230 | 1 |
| BOURNEMOUTH | 6 BM | 288.5 | 1.040 | 1 |
| CARDIFF | 5 W3 | 323.2 | 928 | 1 |
| LONDRES | 2 LO | 354.5 | 838 | 2 |
| MANCHESTER | 2 ZY | 378.3 | 793 | 1 |
| PLYMOUTH | 5 P4 | 396.3 | 757 | 0.13 |
| GLASGOW | 5 SC | 401.1 | 747.9 | 1 |
| DAVENTRY EXP. | 5 GB | 482.3 | 622 | 25 |
| ABERDEEN | 2 BO | 311.4 | 964 | 1 |
| DAVENTRY | 5 XX | 1.566.4 | 191.5 | 25 |
| DUBLIN | 2 RN | 411 | 729.9 | 1 |
| CORK | 6 CK | 222.3 | 1.349 | 1 |

services centraux installés dans un magnifique immeuble en plein centre de Londres, dans le stand « Le Radio-House », ont réalisé outre-Manche le quasi monopole de la T. S. F.

Il existe, en Grande-Bretagne, 22 stations d'émission, grâce auxquelles la B. B. C. couvre aisément tout le territoire sur lequel s'étend son monopole, c'est-à-dire l'Angleterre, le Pays de Galles, l'Écosse, l'Irlande septentrionale et les îles proches de la côte. L'État libre d'Irlande bénéficie de la diffusion, mais il n'est pas compris dans le domaine de la corporation.

LES STUDIOS DE SAVOY-HILL

Neuf studios sont répartis dans les six étages de l'immeuble de la B. B. C. Hormis les salles réservées aux conférences et aux transmissions phonographiques et dont les dimensions sont plus restreintes, les studios ont, en général, une dizaine de mètres de côté et sont hauts de plafond.

L'un d'eux, exceptionnellement, destiné aux transmissions musicales, peut contenir une centaine d'exécutants.

Peu ou pas de tenture : des revêtements muraux à peu près uniformes : pâte de cire et de liège, papier et feutre.

Des décorations qui varient suivant le genre de transmission. Le studio réservé aux émissions enfantines, par exemple, ressemble tant par sa décoration que par les objets qui l'encombrent à un rayon de jouets dans un grand magasin, à la veille des étrennes. Au mur, brillent des lampes de couleurs différentes, rouge quand le microphone est en circuit, blanche quand il y a quelque trouble dans l'émission, bleue quand tout va bien. Pendu à deux cordonnets de caoutchouc, le microphone est placé dans une boîte rouge portée par un chevalet mobile.

Attendant à chaque auditorium, une salle d'écho et une salle de bruits. Dans la première, l'écho qui doit envelopper l'émission est artificiellement réalisé, car les salles d'audition, fermées à tout bruit extérieur, sont sans aucune résonance et si on ne remédait pas à cet inconvénient, il en résulterait une acoustique déficiente. Dans la seconde sont produits non seulement les sons destinés à envelopper la transmission, mais aussi les bruits qui accompagnent les transmissions de pièce radiophonique, d'opérette ou d'opéra.

Enfin une salle de contrôle installée au rez-de-chaussée de l'immeuble per-

met de régler pour chaque auditorium la puissance de l'écho et la sensibilité des microphones ; ce qui assure une puissance de modulation constante,

LES PROGRAMMES DE LA B. B. C.

Au cours de l'année 1928, la B. B. C. a mis à son actif 65.000 heures d'émissions radiophoniques, dont 44.000 environ furent consacrées à la musique. Les auditeurs anglais peuvent faire leur choix parmi les émissions les plus variées. Outre les conférences et les pièces radiophoniques, ils ont la possibilité d'entendre le tintement des cloches de Westminster, le jazz du Ciro's, les attractions du Palladium, les concerts du Queen's Hall et le service religieux de Saint-Martin in the fields. Un orateur du Labour Party succède au micro à un défenseur des libéraux, qui cède sa place, à son tour, à un avocat des conservateurs. Le public britannique s'en accommode fort bien.

Des reporters spéciaux vont suivre les grandes manifestations sportives, la course des régates d'Oxford, les courses d'Epsom ou les matches de tennis de Wimbledon et d'importantes retransmissions sont effectuées, à l'occasion de cérémonies de quelque envergure, comme celle de l'inauguration de la Porte de Menin ou celle de l'anniversaire de l'armistice.

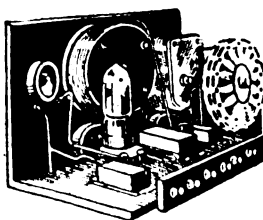
Pour seconder ses transmissions, la B. B. C. publie deux journaux, le *Radio Times* et le *World Radio*.

Le *Radio Times* donne le programme détaillé de toutes les stations anglaises et sert de truchement entre les sans-filistes. Chaque année, la rédaction du journal reçoit plus de 60.000 lettres d'auditeurs qui s'intéressent aux choses de la radio.

Le *World Radio* publie le programme des émissions du monde entier et contient, outre des informations générales de T. S. F., des articles qui reflètent la politique... radiophonique de la B. B. C.

Ainsi organisée, la radiodiffusion britannique satisfait sa clientèle.

N'allons pas en conclure qu'un tel régime serait à la convenance de tous les Français. Contentons-nous de constater que si, en France, nous en sommes encore à chercher le chemin qui permette à la radiophonie de vivre et de grandir, l'Angleterre a été moins longue que nous à le trouver.



L'EMISSION

Le Split Coil Hartley

par André PLANÈS-PY, f8EI

■ ■ ■ ■ ■

LE Split Coil Hartley, comme le laisse deviner son nom (Hartley à self coupée), s'apparentant beaucoup au Hartley classique, nous en donnons une réalisation qui fera suite à celle du n° 61 du *Q. S. T. Français* (Réalisation d'un Hartley).

Son schéma de principe est donné par la figure 1 : nous y retrouvons les éléments du Hartley : les deux selfs G et P , la prise du filament f_1 , et le condensateur C_1 . Le Split Coil peut être défini de la manière suivante : « Hartley alimentation série, arrivée du courant de haute tension aux deux bornes d'un condensateur fixe coupant l'inductance plaque-grille ».

Ce montage a été décrit, du reste, sous différentes appellations et le lieutenant Fleaud (F 8 FLO) l'a étudié et utilisé au cours d'un séjour dans les eaux chinoises. Avec une puissance relativement faible, ses signaux ont été perçus dans la Métropole. Le lieutenant Fleaud (Voir « Onde Électrique ») estime que les pertes sont réduites avec le Split Coil et qu'il a pu obtenir de meilleurs résultats qu'avec tout autre circuit.

Bien que le meilleur montage, dans les mains d'un amateur, soit celui que ce dernier connaît le mieux et dont il a le plus fréquemment usé, il n'en est pas moins vrai que le Split Coil, s'il exige des réglages un peu plus délicats que ceux d'un Hartley classique genre « H.29 » ou d'un Mesny, peut donner, par contre, des résultats meilleurs dans les mêmes conditions, si les deux circuits grille et plaque sont accordés. On sait, d'autre part, la préférence qu'ont les Américains pour les circuits grille-plaque accordées.

Il existe de multiples schémas du

Split Coil : des modifications au circuit d'origine sont apportées suivant le procédé de polarisation grille et l'accord des circuits grille-plaque. Nous donnerons celui qui nous a paru être le plus pratique pour l'amateur et, auparavant, rappellerons la différence qui existe entre le Split Coil Hartley et le TPTG :

Dans les deux cas, le schéma est rigoureusement le même ; mais, alors que dans le Split Coil les deux selfs grille et plaque sont coaxiales, rapprochées et, de ce fait, couplées magnétiquement, elles sont éloignées l'une

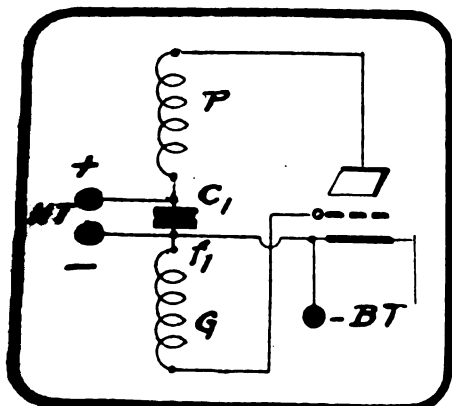


Fig. 1

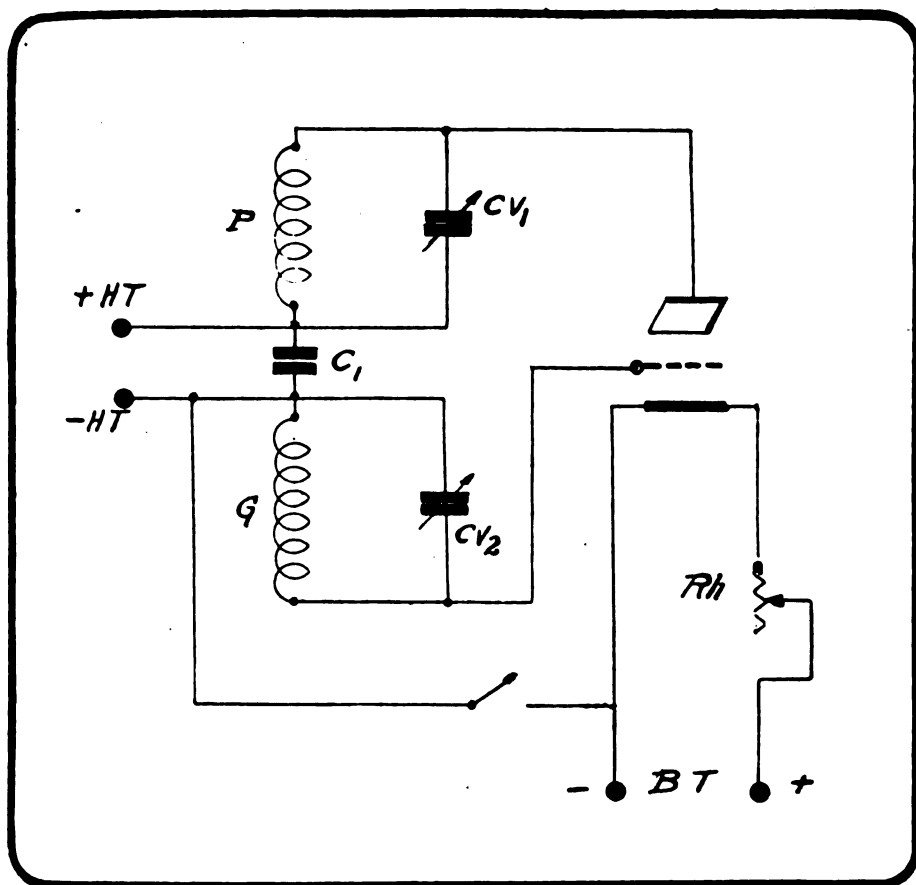


Fig. 2

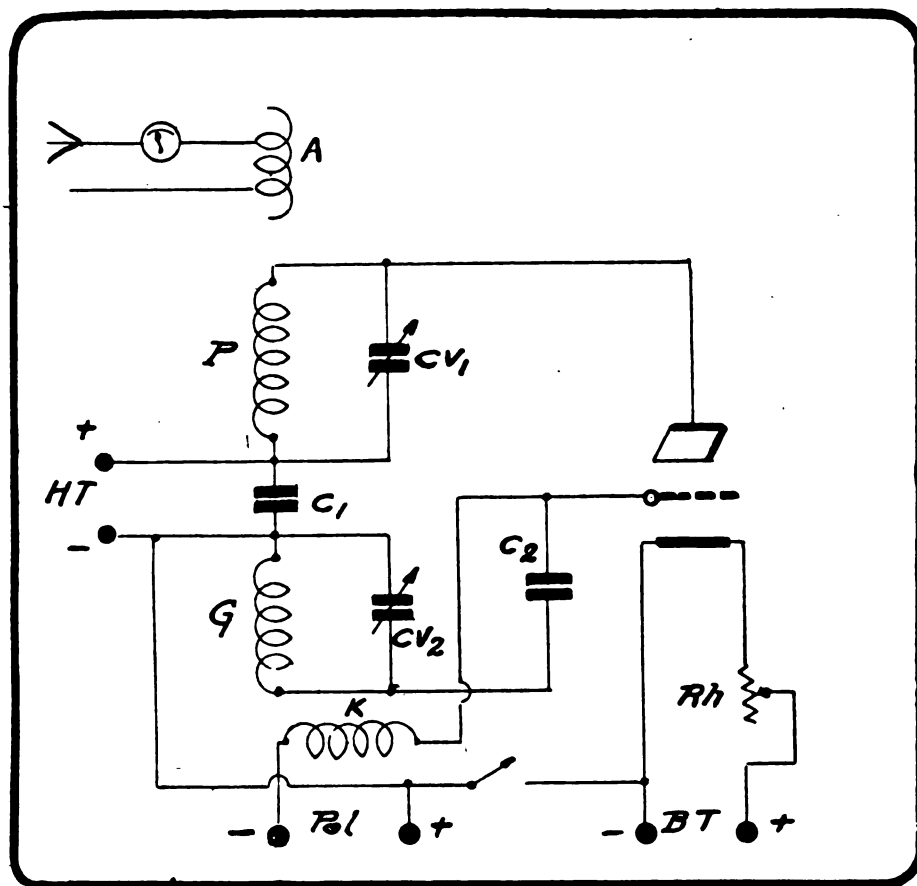


Fig. 3

de l'autre et à angle droit dans le TPTG. Des essais comparatifs montrent que le TPTG s'avère préférable pour une puissance un peu élevée et s'adapte plus facilement aux dispositions et dimensions des organes (lampes, condensateurs, selfs, etc.). Par contre, pour la faible puissance, le Split Coil est préférable, de plus, il accroche infailliblement même si les deux circuits grille et plaque ne sont pas en résonance.

Nos lecteurs sont assez familiarisés avec les caractéristiques des organes constituant un circuit d'émission, pour que nous nous dispensions de faire une description complète : nous insisterons seulement sur les points particulièrement capitaux.

Comme pour tous les montages d'émission modernes, les deux circuits oscillants $P.CV_1$ et $G.CV_2$ seront à faibles pertes : chaque self est un enroulement hélicoïdal en fil de cuivre de grosse section (25 à 40 mm.) ou mieux en tube de cuivre ; de cette façon, aucune matière isolante n'est interposée entre les spires et l'inductance est simplement tenue par ses deux extrémités, ap'aties puis

recourbées et serrées sous les bornes des condensateurs. Chaque self est ainsi amovible et peut être changée en quelques secondes. Si le montage est bien réalisé, la rigidité sera parfaite et les pertes minima. Les deux selfs doivent se présenter, montées, l'une faisant suite à l'autre ; c'est-à-dire tournant dans le même sens ; elles sont séparées par une distance de 3 à 6 cm. La self d'antenne est couplée sur l'extrémité de P, reliées à la plaque ; elle comporte seulement une à deux spires (pour la bande des 40 mètres). Si l'aérien est accordé (au besoin en intercalant une petite capacité variable de 0,25 type allégé dans chaque feeder de la Zeppelin), le courant antenne ne sera guère diminué, mais la stabilité et la syntonie seront augmentées dans de grandes proportions.

Rappelons que les selfs de petit diamètre ont un champ plus réduit, ce qui, par conséquent, évite de faire absorber la précieuse énergie par des circuits dont le rôle est tout autre que de l'envoyer dans l'antenne... et qu'on doit diminuer autant que faire se

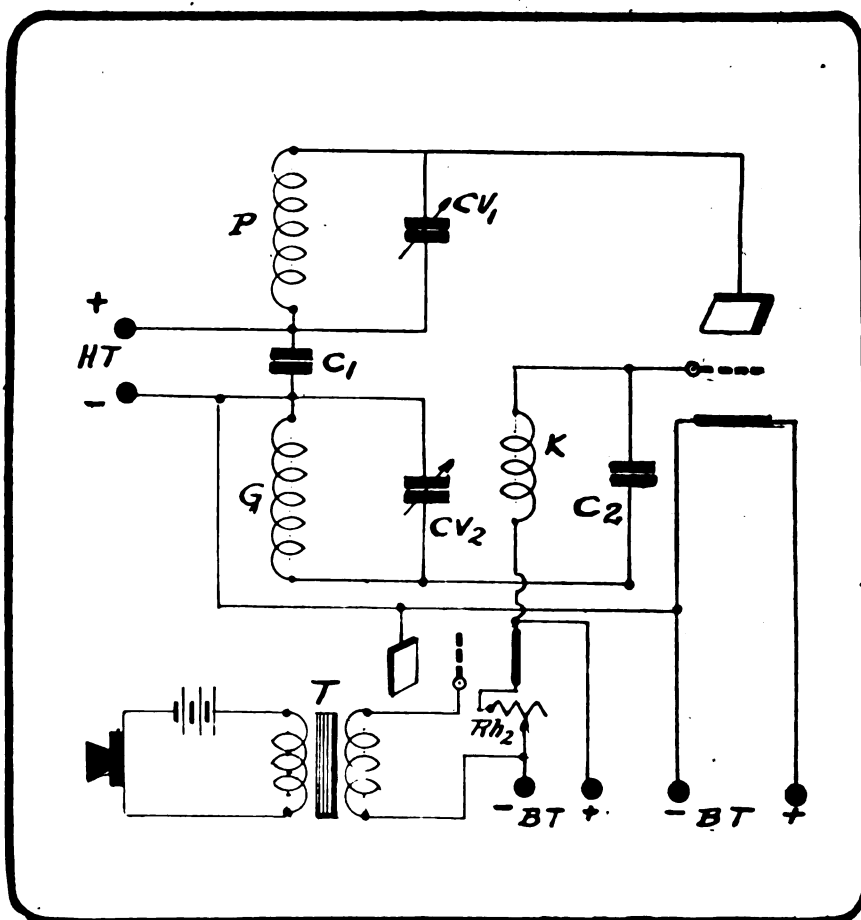
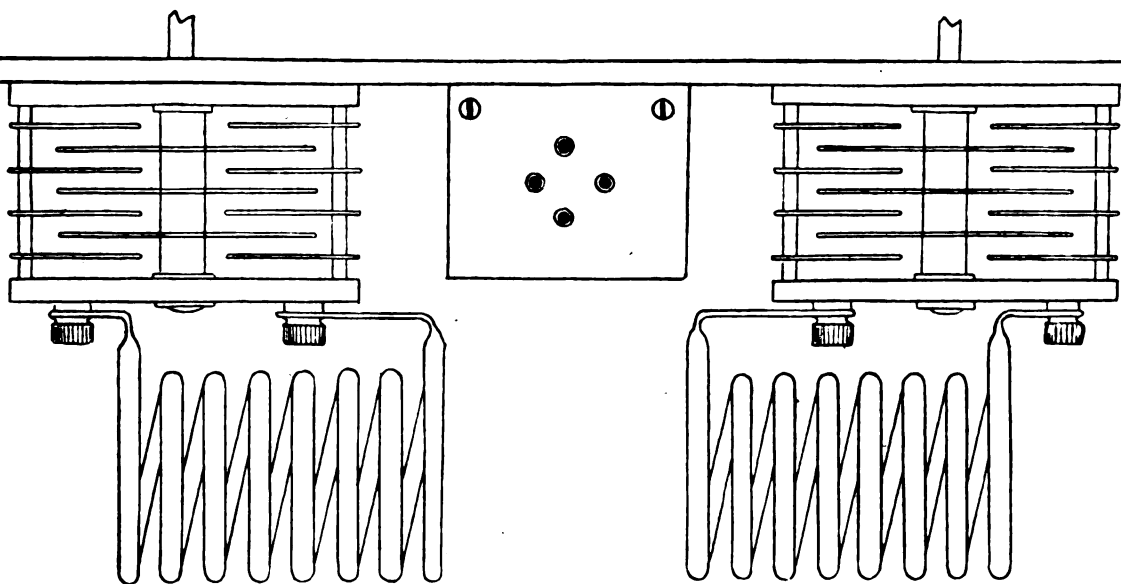
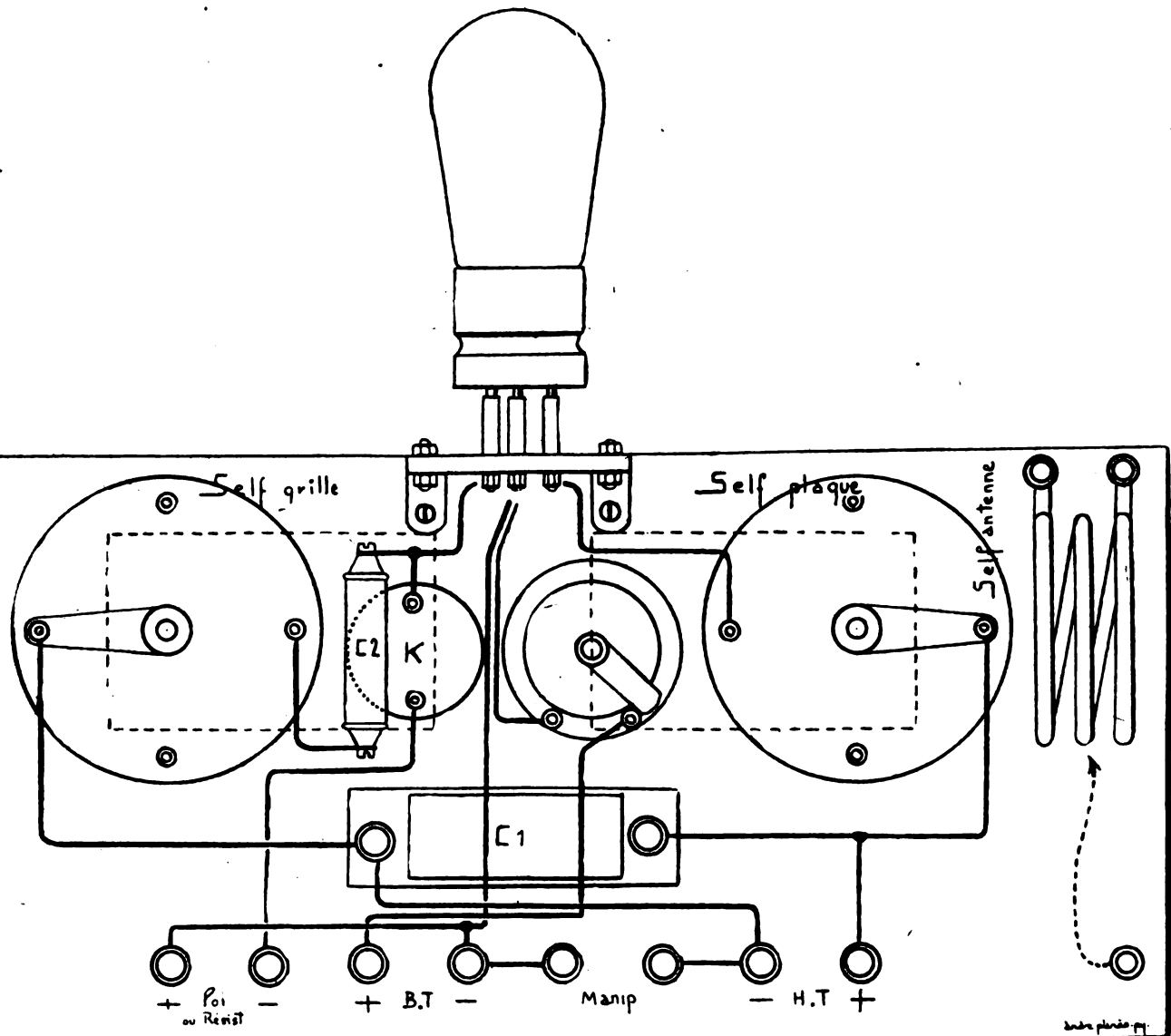


Fig. 4



Plan de câblage

peut le couplage avec la self de l'aérien.

Le condensateur d'arrêt, C_1 , devant tenir la haute tension sera de préférence réalisé par l'amateur avec des feuilles de mica et du papier métallique dit « de chocolat » : sa valeur n'est nullement critique, mais, par contre, il sera essayé à quatre ou cinq fois la tension envisagée.

Le condensateur fixe C_2 , dont le but est de laisser passer la haute fréquence et d'arrêter la basse tension sera du type réception si la puissance n'est pas exagérée. La self de choc haute fréquence K doit opposer une barrière infranchissable aux courants de haute fréquence qui auraient tendance à aller se perdre dans la polarisation et l'alimentation, elle comportera 1.250 à 1.500 spires en fil fin sur un mandrin en bois étuvé et paraffiné comportant plusieurs gorges et de petit diamètre.

Si la puissance de l'émetteur est faible (QRP) ou d'une manière plus générale, si la tension de plaque appliquée au tube oscillateur est réduite, il est inutile de polariser la grille ou de prévoir une résistance, l'ensemble : Polarisation, K et C_2 ,

peut être supprimé et le schéma est ramené à celui de la figure 2. Ce sera le cas, par exemple, pour une lampe de réception type D.9, DY.604 ou B.406 sous 40 à 80 volts.

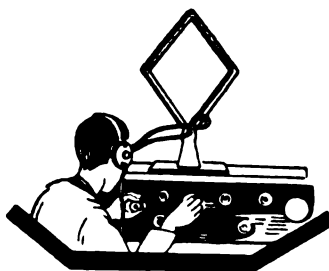
Les deux bornes « polarisation » sont naturellement reliées à une source de courant indépendante d'une capacité infime, dont la valeur sera comprise entre 4 et une quarantaine de volts suivant la lampe utilisée et le voltage plaque : des piles sèches pour lampes de poche feront parfaitement l'affaire. Cette batterie de polarisation peut être remplacée par une résistance de 5 à 10.000 ohms, suivant les caractéristiques de l'émetteur ou encore par l'intervalle filament-plaque d'une lampe modulatrice Beauvais, dans ce cas le schéma devient celui de la figure 4 et, pour la télégraphie, la valeur de la résistance filament-plaque est « ajustée » au moyen du rhéostat R_h .

Les selfs de choc en série dans l'alimentation haute tension sont inutiles avec le Split Coil Hartley si les circuits sont réglés convenablement, aussi ne figurent-elles pas sur le schéma de la figure 3 et sur le plan de câblage.

Les réglages d'un Split Coil Hartley

sont extrêmement faciles et ne demandent qu'un peu d'attention au début : les deux circuits P.CV₁ et G.CV₁ seront accordés en résonance et cette résonance se traduit par un courant antenne plus intense. Si l'aérien est du type Zeppelin accordé et si l'on a situé à peu près sa fondamentale, il suffira de manœuvrer CV₁ et CV₂ à la manière d'un C-119 jusqu'à obtenir un maximum au thermique. Il est toutefois une méthode plus... scientifique : on intercalera un milliampèremètre en série dans l'alimentation H. T. et, sans brancher l'antenne et le feeder, self d'antenne découplée, on manœuvrera CV₁ et CV₂ : la résonance est obtenue lorsque l'aiguille du milliampèremètre indique un courant minimum. On rebranche alors l'aérien et l'on parfait le réglage s'il y a lieu : le courant plaque augmente alors par suite du débit dans l'antenne,

Le plan de câblage grandeur réelle que nous donnons a été spécialement établi pour un tube de 10 à 15 watts, types Métal 12.57 ou Philips TB.04/10 fonctionnant sous une tension de plaque de 3 à 400 volts et absorbant sous cette tension 40 à 60 milliampères.



CONSEILS d'un BRICOLEUR

LA DÉTERMINATION DES RÉISTANCES NÉCESSAIRES A L'OBTENTION DE DIFFÉRENTES TENSIONS SUR LES TABLEAUX D'ALIMENTATION PLAQUE PAR LE SECTEUR

C'EST une simple application de la loi d'Ohm, que tous les amateurs de T. S. F. connaissent bien :

$$R = \frac{E}{I}$$

Ici E est la différence de potentiel totale que fournit le tableau, en volts naturellement. I est le courant anodique de la ou des lampes que l'on désire alimenter, courant normal de cette ou de ces lampes pour les fonctions qu'elles remplissent, exprimé en ampères.

Il suffit de consulter les courbes que les constructeurs joignent à leurs lampes pour être fixé à ce sujet.

R représente la somme des résistances du circuit d'utilisation, savoir :

1° La résistance fixe dont nous cherchons la valeur.

2° La résistance effective offerte au courant d'alimentation par l'espace filament-plaque de la lampe employée.

Un exemple : Supradyn à cinq lampes dont une bigrille changeuse de fréquence R 43-M ; deux amplificateurs de moyenne fréquence A-435 ; une détectrice DZ-1508 et une amplificateur de basse fréquence DX-804.

Tension totale du tableau : 120 volts (nécessaires pour un bon rendement de la B. F.)

Il nous faut 40 volts pour la bigrille. Nous savons qu'une telle lampe montée en changeuse de fréquence sous cette tension demande une intensité de 2 milliampères environ, ce qui fait que la résistance offerte au courant d'alimentation est de 20.000 ohms. (Ne pas confondre avec la résistance interne !)

Appliquons la loi d'Ohm, nous avons

$$R = \frac{120}{0,002} = 60.000 = 20.000 + X,$$

d'où $X = 40.000$ ohms

Nous prendrons donc une résistance de 40.000 ohms.

Pour les deux M. F. et la détectrice il nous faut 80 volts. Avec les lampes que nous employons, le débit demandé est de

$$1,2 + 1,2 + 6 = 8,2 \text{ milliampères.}$$

D'autre part les résistances apparentes de ces tubes fonctionnant dans ces conditions sont de

$$\frac{80}{0,0012} = 66.666 \text{ ohms}$$

pour chaque A-435 et de

$$\frac{80}{0,006} = 13.333 \text{ ohms}$$

pour la DZ-1508 d'où la résistance de l'ensemble se trouve être :

$$R = \frac{1}{\frac{1}{66.666} + \frac{1}{66.666} + \frac{1}{13.333}} = 6.524 \text{ ohms}$$

Appliquons encore la loi d'Ohm :

$$R = \frac{120}{0,0082} = 14.634 = 9.524 + X$$

d'où $X = 5.110$ ohms

soit en chiffres ronds = 5.000 ohms.

Pour chaque cas particulier un petit calcul semblable peut être fait. Il est recommandable d'employer des résistances bobinées pour ces usages, se rappeler qu'il est indispensable de les shunter par un condensateur fixe de 1 ou 2 μ F.

..

UNE BOITE DE CONTROLE D'AMATEUR

Combien nombreux sont les amateurs qui se lancent dans la construction de récepteurs parfois compliqués et ne possèdent pas de quoi vérifier le fonctionnement des divers organes ou circuits. De la sorte si une anomalie

se présente voilà nos gens perdus et ne sachant plus à quel saint se vouer !

Il est pourtant bien simple de recourir à l'emploi d'un voltmètre et d'un ampèremètre pour rechercher les pannes ; et il est tout aussi simple de réaliser une boîte de contrôle contenant ces deux appareils réunis sous la forme d'un milliampèremètre et de quelques résistances.

Voici :

Procurez-vous un bon milliampèremètre à cadre mobile, modèle à encasturer de 50 à 60 millimètres de diamètre et gradué de 0 à 5 millis. D'autre part, construisez ou faites construire une boîte aux dimensions de la figure 1, sur laquelle vous fixerez une plaque d'ébonite carrée de 12 centimètres de côté. Le perçage de cette plaque est également donné par la figure 1, le diamètre du trou destiné au passage du milliampèremètre est prévu pour un appareil Chauvin et Arnoux de 55 millimètres.

Les deux trous inférieurs recevront les bornes d'utilisation ; à gauche deux autres trous servent à fixer les bornes supportant les shunts pour l'emploi en ampèremètre, enfin à droite une série de trous recevront les bornes et plaquettes de mise en service des résistances pour l'usage en voltmètre.

Les connexions intérieures seront faites en fil de 20/10 ou, ce qui est mieux, en bande de cuivre de 6 millimètres de largeur et de 5/10 d'épaisseur (fig. 2).

Passons maintenant à la réalisation des résistances nécessaires pour la mesure des différences de potentiel. Nous voulons une première sensibilité de 0 à 5 volts, ce qui revient à dire que pour une D. D. P. de 5 volts il devra passer une intensité de 5 milliampères dans notre appareil, la résistance totale devra donc être de $5/0,005 = 1.000$ ohms. Si nous voulons un ensemble précis il y a lieu de tenir compte de la résistance propre du milli, qui, pour le type que nous avons employé est de 20 ohms. Il faut ainsi prendre une résistance additionnelle de 980 ohms.

Pour la deuxième sensibilité — 50 volts — la résistance nécessaire est de 10.000 ohms, pour la troisième — 100 volts — elle est de 20.000 ohms, enfin pour 200 volts il faut 40.000 ohms,

ment d'écouteur, les autres seront des résistances fixes bobinées du commerce.

Ces résistances sont montées comme il est indiqué sur la figure 2, leur mise en service est assurée par un système

tout d'abord quatre trous de 6 millimètres à 2 centimètres l'un de l'autre et 5 trous de 3 millimètres fraisés d'un côté, puis scier par le milieu des trous de 6 ; vous obtenez ainsi cinq petites

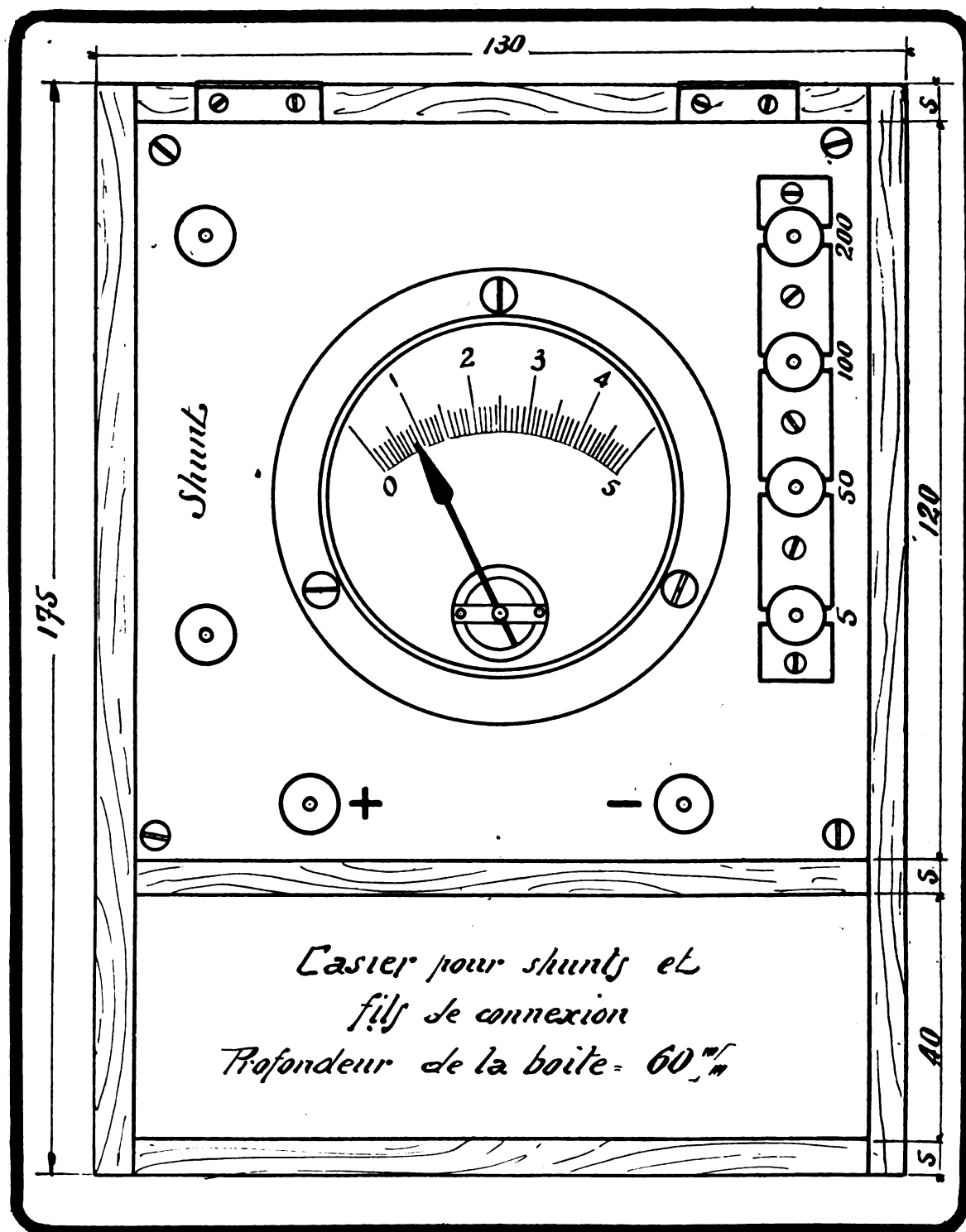


Fig. 1

Dans ces trois cas nous ne tiendrons pas compte de la résistance propre du milli qui est négligeable par rapport aux résistances additionnelles. La résistance de 980 ohms peut être constituée très simplement par un vieil enroule-

de plaquettes en laiton et de bornes. La figure 3 montre clairement le dispositif : les plaquettes sont faites dans une bande de laiton de 90 millimètres de longueur, 12 millimètres de largeur et 2 millimètres d'épaisseur. Percer

plaquettes qui sont fixées sur la plaque d'ébonite par cinq vis à tête fraisées de 3/20. Ces vis reçoivent les connexions des résistances. Les bornes sont placées dans les trous qui se trouvent entre chaque plaquette, il faut que

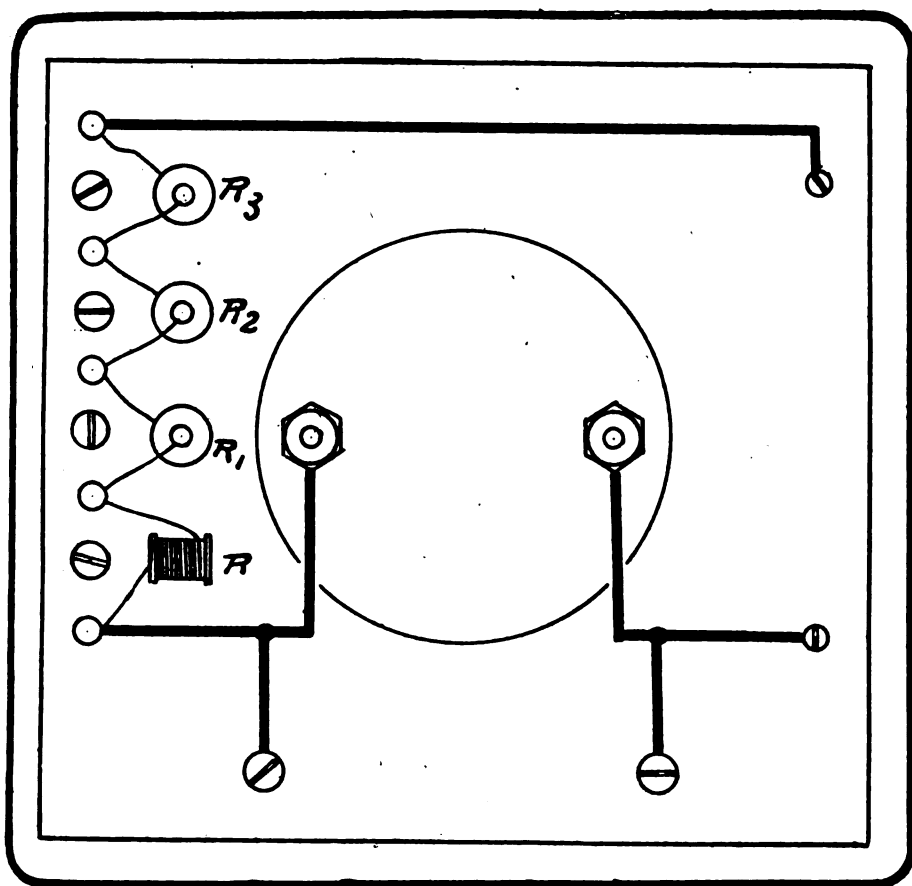


Fig. 2

ces trous soient un peu plus petits que les bornes (3,5 millimètres pour des bornes de 4) afin que celles-ci se vis-sent dans l'ébonite. Pour mettre une résistance en service il suffit de desser-rer l'écrou de la borne correspondante.

Les shunts utiles pour les diffé-rentes sensibilités en ampèremètre ont des résistances de 2,222 ohms pour la sensibilité 50 milliampères; 0,202 ohms pour la sensibilité 500 milliampères, et 20.200 microhms pour la sensibilité 5 ampères.

Il est difficile, pour un amateur, de réaliser d'avance des résistances aussi

faibles, il faudra simplement les faire « approchées » et de les terminer lors de l'étalonnage de l'appareil. Le moyen le plus simple est de se servir de fil de maillechort de 5 ou 6/10, dont la lon-gueur et le nombre de brins seront réglés à l'étalonnage. Chaque shunt est constitué par une plaquette d'ébo-nite ayant à ses extrémités deux la-melles de contact maintenues par deux vis de 4 millimètres qui fixent égale-ment le fil résistant (fig. 4).

Deux connexions de jonction avec les circuits à vérifier sont nécessaires, il faut les faire avec deux morceaux de fil isolé d'assez fort diamètre — 16/10, par exemple — de 40 ou 50 cen-timètres de longueur et terminés par des cosses soudées.

L'étalonnage est facile à faire par comparaison avec un bon voltmètre et un non moins bon ampèremètre. Il faut pour cela avoir recours à l'ama-bilité d'un ami sans-filiste ou électri-cien qui possède ces appareils, ou de-mander à un spécialiste de l'exécuter. En tout cas, il est nécessaire que la résistance ohmique des shunts et résistances soit légèrement plus forte qu'il ne faut, car il est plus facile d'en-lever du fil résistant que d'en ajouter.

..

EN QUELQUES LIGNES

Les petites vis à bois que l'on utilise pour fixer les accessoires d'un poste ne sont pas très solides et cassent facile-ment. Naturellement, si vous en avez quatre à visser, c'est toujours la der-nière qui rend l'âme. Résultat : tout à recommencer et perte de temps.

Une simple précaution évite pour-tant bien des ennuis : faites toujours un « avant-trou » un peu moins gros

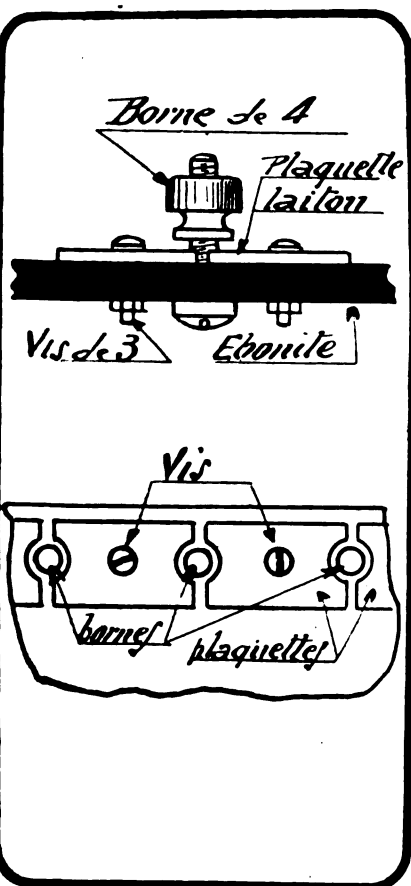


Fig. 3

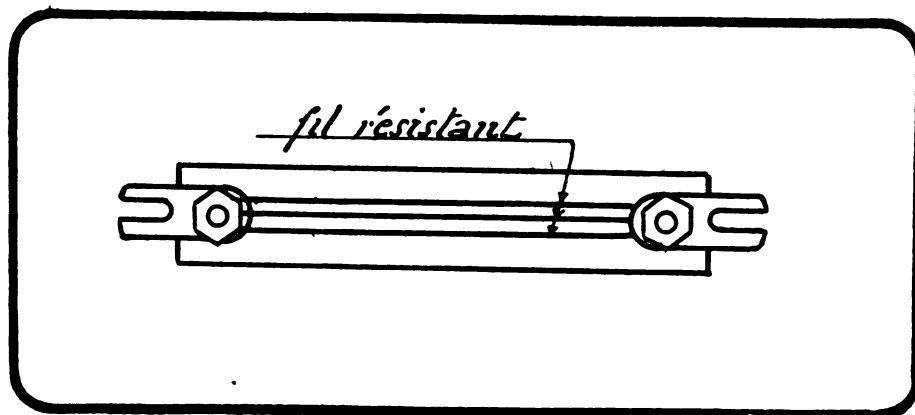


Fig. 4

que la vis à utiliser, et, surtout, graisser le filet avant de placer la vis, vous verrez qu'ainsi elle entre très facilement et tient très bien.

Si vous n'avez pas de graisse mettez un peu de vaseline, de beurre ou d'huile de table; pour la quantité qu'il faut, la maîtresse de maison n'aura rien à dire.

* *

Il est sage et prudent de tracer une plaque d'ébonite avant de percer les trous qui serviront au passage ou à la fixation des différents appareils; mais ne faites jamais ce traçage au crayon, servez-vous d'une pointe sèche en acier sans trop appuyer.

Un trait de crayon constitue une dérivation au faible et précieux courant dont on dispose en haute fréquence et est ainsi la cause d'un mauvais rendement, d'amortissement des circuits, etc...

* *

Il est avantageux de se servir d'un condensateur à diélectrique air et de bonne qualité lorsque celui-ci est destiné à être monté en capacité de liaison, tel qu'entre plaque de H. F. et grille de détectrice d'un C-119. Mais pourquoi chercher la petite bête lorsque vous avez affaire à un condensateur qui sera shunté par une résistance ?...

Pour répondre à quelques amateurs. et en prévenir bon nombre d'autres.

La grille principale d'une lampe bi-grille (grille extérieure) est connectée à la broche la plus rapprochée des broches filament, alors que la grille auxiliaire (intérieure) est reliée à la broche la plus éloignée. La plaque se trouve au centre.

* *

Les batteries de piles pour tension plaque sont souvent cause de crachements et de sifflements; lorsque ceci provient de ce que la batterie est très vieille il n'y a pas grand'chose à faire, cependant les amateurs qui possèdent le secteur continu peuvent leur redonner un peu de vie; il suffit pour cela de mettre une lampe d'éclairage en série avec la pile et de placer l'ensemble en opposition sur le secteur, c'est-à-dire les « plus » ensemble et les « moins » de même. Au bout d'une heure la pile est « remontée » à 80 volts et peut ainsi rendre encore de nombreux services.

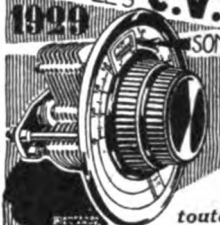
* *

Il arrive aussi qu'une batterie presque neuve est la source d'ennuis, les contacts aux charbons de quelques éléments étant détériorés par les sels grimpants. Le remède consiste à court-circuiter ces éléments en soudant un

petit fil entre chaque pôle. La tension de la batterie est un peu diminuée, mais le débit redevient régulier.

R. LEPESQUEUR.

LES **C. V. TAVERNIER**
SONT A



CV.
toutes capacités
à **Cadran-Vernier**

donnant 1.000 points précis de lecture

Nouvelle
Démultiplication à billes

Type du Salon

EN VENTE PARTOUT

Gros exclusivement :
71^{ter}, rue François-Arago
MONTREUIL (Seine)

TARIF 18, GRATUIT SUR DEMANDE





LE STAND BRUNET A LA FOIRE DE PARIS



UN PASSAGER PARLE A UN ABONNÉ, PAR RADIOTÉLÉPHONE. A BORD D'UN AVION

A TRAVERS LA PRESSE ETRANGERE

ALLEMAGNE

Comment se comportent les ondes courtes au voisinage immédiat de l'émetteur,

par J. Fuchs Vienne (JAHRBUCH DER DRAHTLOSEN TELEGRAPHIE UND TELEPHONIE, Band 32. Heft 5).

Le docteur Fuchs de Vienne poursuit sans arrêt ses remarquables études sur les ondes radioélectriques. Dans un nouvel article, qui fait l'objet d'un tirage à part du *Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie*, il s'attaque à la question de la propagation des ondes courtes dans le voisinage immédiat de l'émetteur.

Nos lecteurs se rappellent que M. Fuchs avait donné un aperçu original de l'*Influence de l'atmosphère sur la propagation des ondes courtes* (Voir *Q. S. T. et Radio-électricité réunis*, numéro de mars, T. S. F. et météorologie); l'auteur s'est donc attaché à diminuer le mystère de la propagation des ondes, et il a examiné avec soin les difficultés que suscitent aujourd'hui les théories admises, les points délicats.

Voici d'ailleurs comment se pose la nouvelle question :

LE CHAMP DANS LE VOISINAGE DE L'ÉMETTEUR

Les théories admises sur la propagation des ondes électriques courtes visent à expliquer la différence de réception entre le jour et la nuit, par une variation de la concentration ionique des hautes couches de l'atmosphère.

Comme limite inférieure de celles-ci, on doit poser, ainsi que cela ressort d'une discussion faite par Pedersen (P. O. Pedersen, *the propagation of Radio Waves*, Copenhagen, G. E. C. Gad 1927, page 205); qu'elle est égale ou supérieure à 70 kilomètres de hauteur.

Mais, dès 1926, je pus observer qu'en employant des fréquences de 7 et de 10 mégahertz ($\lambda = 43$ ou 30 mètres), il se produisait, pendant les heures de nuit, une chute dans la force du champ de 40 $\mu\text{V}/\text{m}$ (microvolt par mètre), le jour, à 3 $\mu\text{V}/\text{m}$, la nuit, lorsqu'on ne s'éloignait que de 10 kilomètres de l'émetteur (distance entre Vienne et Klosterneuburg près de Vienne); très souvent même on ne pouvait entendre l'émission (puissance de l'émetteur 20 watts).

LES OBSERVATIONS

Le docteur Fuchs, dont l'attention venait d'être éveillée, fit une série d'observations lui-même de divers émetteurs, en se plaçant à petite distance de ces émetteurs, et il recueillit également les résultats d'une observation faite par autrui dans des conditions semblables. Voici d'ailleurs la liste de ces observations :

1a) Émetteur OHK2, situé à Deutsch-Altenburg près de Vienne, et observé à Vienne I.

Distance $d = 43$ kilomètres.

Fréquence $f = 4,2$ mégahertz ($\lambda = 70$ mètres environ).

Puissance de l'émetteur = 900 watts.

Date : 12 février 1928.

1b) Émetteur : OHK à Deutsch-Altenburg, près de Vienne.

Point d'observation : Vienne I.

$d = 43$ kilomètres.

Il peut être intéressant pour nos lecteurs de savoir ce qui se fait à l'étranger en matière de T. S. F.

Dans ce but, nous publierons dans chaque numéro de « Radio-électricité et Q.S.T. Français » des analyses d'articles intéressants contenus dans les colonnes des principaux de nos confrères étrangers.

Ces analyses seront faites par nos collaborateurs Paul Berché, Léon de la Forge et André Planès-Py.

$f = 7,6$ mégahertz ($\lambda = 39,5$ mètres env.)

Puissance de l'émetteur : 900 watts.

Date : 11 décembre 1927.

1c) Émetteur : OHK2 à Deutsch-Altenburg près de Vienne.

Point d'observation : Bratislava (Presbourg) en Tchécoslovaquie.

$d = 15$ kilomètres.

$f = 4,2$ mégahertz ($\lambda = 70$ mètres)

Puissance de l'émetteur : 900 watts.

Date : 12 février 1928.

1d) Émetteur : EAKL à Klosterneuburg près de Vienne.

Point d'observation : Vienne I.

$d = 10$ kilomètres.

$f = 8,7$ mégahertz ($\lambda = 36,5$ mètres).

Puissance : 20 watts.

Date : 21 avril 1928.

1e) Émetteur : EAGP à Vienne XIII.

Point d'observation : Vienne I.

$d = 7$ kilomètres.

$f = 8,2$ mégahertz ($\lambda = 36,5$ mètres).

Puissance : 20 watts.

Date : 30 avril 1928.

Le docteur Fuchs a noté très exactement la force de l'audition en fonction des heures successives dans l'après-midi et la soirée de chacun de ces jours, et il arrive à cette conclusion, en considérant les courbes ainsi tracées :

Toutes les courbes montrent clairement, que même aux plus petites distances de l'émetteur (à moins de 7 kilomètres), la variation de l'éclairement du soleil fait sentir son influence.

Ainsi que les résultats d'observation le montrent, on enregistre sans exception des valeurs du champ croissantes de ces émetteurs pendant ces périodes d'audition de nuit à des distances qui ont dépassé 1.000 kilomètres, de sorte que les diminutions d'intensité du champ à des distances de 5 à 40 kilomètres font rattacher celles-ci sans aucun doute à la formation des zones de silence.

LA THÉORIE DE LA CONCENTRATION IONIQUE DANS LA HAUTE ATMOSPHÈRE

L'auteur examine ensuite si les théories mises en avant par Pedersen trouvent leur application dans le cas présent.

« Il faut maintenant chercher parmi les hypothèses une explication de ces faits par la théorie d'une forte concentration ionique dans la haute atmosphère. Pour cela nous utilisons les données numériques que Pedersen a inscrites dans son ouvrage fondamental. D'après lui la hauteur de la

couche ionique maxima de jour doit être prise égale à environ 120 kilomètres. »

Les éléments géométriques dont il y ait lieu de tenir compte sont :

1° La hauteur du sommet C de l'onde.

2° La valeur du rayon de courbure en C.

LES HYPOTHÈSES ENVISAGÉES.

L'auteur examine ensuite les résultats des observations en se plaçant à deux points de vue différents :

a) Abaissement de la limite inférieure de la couche de Kennelly-Heaviside, jusqu'à quelques kilomètres du sol, et parfois même jusqu'au sol.

b) Diminution du rayon de courbure en C, comme conséquence de l'augmentation de l'angle d'élévation ψ , ou comme conséquence d'une ionisation plus forte.

HYPOTHÈSE A :

On recherche à quelle hauteur devrait se trouver la courbe de Kennelly-Heaviside.

« En admettant la variation de l'indice de réfraction dans la couche ionisée, telle que la donne Pedersen pour un jour d'été, et pour un angle d'élévation, dépendant de la position et de la longueur d'onde propre de l'antenne, égal à 45°, on trouve pour une fréquence de 8 mégahertz (37,5 mètres) un rayon de courbure de 14 kilomètres. Un si faible rayon de courbure indique que la réflexion se fait normalement ; la hauteur de la couche d'Heaviside doit donc être dans ce cas assez voisine de la distance qui sépare l'émetteur du récepteur. Si celle-ci, comme c'est le cas des observations est de 7 kilomètres, alors la limite inférieure de la couche ionisée doit être prise égale à environ 3,5 kilomètres !

Si l'on voulait en tirer des conclusions, il n'y en aurait qu'une à citer ; un accord avec l'allure de la conductibilité électrique, mesurée de jour ainsi qu'avec le nombre d'ions de la troposphère doit être possible. La marche des ondes électriques exige un maximum de ces deux facteurs à midi et un minimum à minuit. Les observations montrent unanimement que le maximum se produit de nuit et le minimum de jour, ce qui constitue une contradiction nette.

HYPOTHÈSE B.

L'auteur examine maintenant l'hypothèse d'une diminution du rayon de courbure, et d'une augmentation de l'angle d'élévation.

Pour une hauteur de courbe d'Heaviside égale à 100 kilomètres, une distance entre émetteur et récepteur égale à 7 kilomètres, il trouve que la valeur du rayon de courbure doit être pratiquement nulle et que l'angle d'élévation doit être de 88°.

« En utilisant les valeurs précitées de Pedersen pour la variation de l'index de réfraction à l'intérieur des courbes atmosphériques, on arrive à ce résultat qu'une telle réflexion S. C. R. (1) n'est possible que de jour et avec des antennes rayonnant directement vers le haut.

De nuit, toute radiation à la fréquence de 8 mégahertz et avec une même valeur

(1) S. émetteur.

C. Point de réflexion sur la couche d'Heaviside.

R. Point d'observation ; retour du rayon réfléchi.

de l'angle d'élévation, traverserait les couches ionisées, et surtout ne reviendrait pas sur terre, en raison de la valeur négative du rayon de courbure. En fait, les émissions furent toutes entendues de nuit au delà de la zone de silence.

Il faudrait maintenant discuter le cas où la variation de l'ionisation avec la hauteur (elle ne commence qu'au delà de 70 kilomètres), serait autre que celle que lui attribue la théorie de Pedersen. Pour donner une explication dans le cas de l'hypothèse B, il serait nécessaire, que l'ionisation soit *considérablement* plus élevée que celle admise jusqu'ici. Alors pour un angle d'élévation de 88°, il en résulterait un rayon de courbure très petit, différent peu de zéro, qui déterminerait cette réflexion à pic.

Mais on ne peut l'admettre, sans soulever d'énormes difficultés dans la représentation de la propagation à grande distance ; toute ionisation plus forte réduit également les portées nocturnes de toutes les autres longueurs d'onde ; celles-ci tomberaient presque à la valeur des portées de jour (comme on peut s'en rendre compte, si l'on remarque que le rayon de courbure au sommet de la trajectoire doit être réduit de la valeur négative de Pedersen à 0, en passant par $-\infty$ et $+8$.

CONCLUSION

Des observations systématiques d'émissions sur ondes courtes, il résulte, que, même pour une distance entre l'émetteur et le récepteur aussi faible que 7 kilomètres (et vraisemblablement pour des distances inférieures) une diminution importante de la valeur du champ électrique dépend de l'état d'éclairement par le soleil.

Les diverses hypothèses, qui ont été faites pour mettre d'accord ces observations avec la théorie d'une forte concentration ionique dans les hautes courbes de l'atmosphère (couche de Kennelly-Heaviside) se sont montrées insuffisantes.

Le problème de la propagation des ondes, des ondes courtes en particulier, reste donc encore mystérieux ; nous ne pouvons souhaiter que de semblables discussions, aussi serrées que celle que conduit M. Fuchs, se continuent activement. C'est le seul moyen d'approcher de sa solution.

Nota. — L'angle ψ dont il est parlé est l'angle fait avec l'horizontale par le rayon électromagnétique qui va se réfléchir sur la couche d'Heaviside, et se dirige sur le récepteur.

AMÉRIQUE

Q. S. T. AMÉRICAIN, mai 1929.

W8ARO. — A successful "1929 type" station

Description complète d'une station d'amateur établie en suivant les principes "1929", c'est-à-dire en recherchant la syntonie et la pureté de la note.

L'émetteur est un Hartley à couplage indirect. Le circuit oscillant est constitué par une self de 7 à 9 tours et un condensateur de forte capacité maximum (0,5, 1000). On réalise de la sorte un circuit à capacité élevée (High C. circuit) qui permet d'obtenir des oscillations très stables. L'alimentation se fait sur alternatif redressé et filtré (redresseur au mercure). Le manipulateur est dans la prise médiane du secondaire du transformateur de chauffage.

Le récepteur est constitué par une lampe à écran UX 222 précédant une détectrice à réaction. Cette deuxième est suivie d'une amplification basse fréquence comportant une lampe à écran suivie d'une lampe ordinaire.

Another "1929" receiver, par P. S. HENDRICKS.

Description d'un récepteur ondes courtes, détectrice à réaction précédée d'une haute fréquence à grille écran. Les bobines préconisées sont des Pilot interchangeables permettant de couvrir les diverses bandes "amateur".

Wired Wireless, par J. E. SMITH.

Article vulgarisateur sur l'utilisation des fils de transport de force électrique comme guides à des émissions radiotéléphoniques.

Single control for the High-Beat superhétrodyne, par J. M. GRIGG.

Détermination d'un profil spécial pour condensateur « d'hétérodyne » dans un changeur de fréquence.

Keying the oscillator-Amplifier, par C. L. LONDON.

Description d'une méthode de manipulation assurant une grande stabilité des émissions.

Alternating Current Rectification as applied to Radio (II), par R. J. KRYTER.

Suite de l'étude sur le redressement du courant alternatif et son application à la pratique de l'amateur.

ARGENTINE

REVISTA TELEGRAFICA (Buenos-Ayres). — Année XVII, n° 199. Avril 1929.

Le R. T. 1929, par J. Sar.

Une détectrice et une B. F. à transformateur utilisant deux tubes B. 443. La réaction s'effectue d'une manière très simple en faisant varier la valeur d'une résistance en série dans la grille auxiliaire, après un choc de haute fréquence. L'inductance plaque est couplée fixe à celle d'accord (couplage statique avec l'aérien). Une autre particularité est à signaler : les selfs de grille et de plaque sont fixes et un commutateur permet de disposer l'une des deux capacités variables d'accord de grille en parallèle sur cette self ; autrement dit la capacité d'accord est augmentée. L'emploi d'une détectrice B. 443 améliore nettement la sensibilité, d'après l'auteur.

Un tableau de redressement économique pour la tension de plaque.

Dans un court article, M. B. Benesch (élève officier de la Marine de guerre argentine) donne certains tours de main sur la réalisation de soupapes à l'aluminium.

Le schéma est un doubleur de tension. Latour à 4 soupapes charbon-aluminium dans une solution de phosphate d'ammoniaque (100 grammes par litre) surmontée d'une couche de pétrole.

REVISTA TELEGRAFICA (Buenos-Ayres). — Année XVII, n° 200. Mai 1929.

Un régulateur Anti Fading, par L. Chrétien, Ingénieur.

Article clair et détaillé.

Les superhétérodynes, par J. Sar.

Généralités, conditions qu'ils doivent remplir, détails essentiels.

Pour le débutant, par J. A. Aristimuño.

Leçons d'électricité et cours de radioélectricité à la portée de tous, d'une compréhension parfaite grâce à des comparaisons judicieuses.

Le « Zeta 4 » blindé, spécial pour ondes courtes mais d'un usage universel, par G. Romero et R. Kohlmaier.

Circuit grandes ondes : Une haute fréquence à grille écran, accord Bourne à prises sur le primaire, liaison par auto-transformateur,

détectrice à réaction magnétique sur celui-ci, basse fréquence à volonté.

Circuit petites ondes : même circuit mais antenne en direct, liaison par circuit bouillon, réaction magnétique, deux B. F. à transformateurs dont la dernière à grille écran. Emploi judicieux des chocs H. F., condensateurs de dérivation et d'un blindage soigné. Inductances interchangeables.

Mort de l'ingénieur L. A. Aristimuño.

L'ingénieur, l'expérimentateur et rédacteur bien connu Sr Juan A. Aristimuño est mort le 26 avril dernier à Wilde (F. C. S.). Il écrivait quelques jours avant la leçon n° 30 de sa rubrique « Pour les débutants » et croyait pouvoir achever ce Cours devenu populaire et aimé de tous les lecteurs. J. A. Aristimuño était né le 19 mai 1882 à Buenos-Ayres. Après des études à l'Ecole des Mécaniciens de la Marine il alla compléter ses connaissances aux Etats-Unis puis revint en Argentine où il fut attaché successivement à plusieurs unités de la flotte. Ne pouvant se plier à la discipline militaire, il démissionna et fut choisi comme Ingénieur au « Chemin de Fer du Sud ». Il avait dû s'en retirer il y a quatre ans par suite de son état de santé. Aristimuño collaborait régulièrement à la « Revista Telegrafica » depuis 1923.

Radiation des Antennes, par L. Della Croce Lu I. Dy.

Détails brefs et nets sur l'emploi de quelques types d'antenne et sur l'excitation de ces dernières.

R. C. A. (Buenos-Ayres). — Année V, n° 45. Avril 1929. (organe officiel du Radio-Club de Argentine).

La nouvelle réglementation.

Les bandes pouvant être utilisées par les stations d'amateur sont :

| Kc. | mètres |
|-----------------|-------------|
| 1.715 à 2.000 | 175 à 150 |
| 3.500 à 4.000 | 85 à 75 |
| 7.000 à 7.300 | 42,8 à 41 |
| 14.000 à 14.400 | 21,4 à 20,8 |
| 28.000 à 30.000 | 10,7 à 10 |
| 56.000 à 60.000 | 5,35 à 5 |

L'émission sur la bande 150-175 mètres est interdite entre 21 et 24 heures. La puissance maxima reste fixée à 100 watts alimentation sur les plaques des oscillatrices. Dans le cas d'un master ou cristal, la puissance alimentation totale sur les amplificateurs ne doit pas dépasser 100 watts également. Interdiction de coupler l'antenne en direct et obligation de coupler très lâchement à l'aérien.

Les licences sont personnelles et valables pour une période de 2 ans à partir du premier jour de l'année, elles tombent d'elles-mêmes si aucune prolongation n'est demandée. Lorsqu'un amateur décide de cesser l'émission définitivement il doit en aviser la Direction Générale des Postes.

Un système Push-Pull efficace en basse fréquence, par Kendall Clough.

Traduction d'un article américain, illustrée de nombreux schémas.

Bobines de choc, par Herbert P. Wareing.

Traduction d'un article paru dans la Presse Radio Nord Américaine.

Le courant de plaque alternatif (Emission) par Ross A. Hull.

Traduction d'un article du Q. S. T. américain, avec nombreuses photographies et courbes.

Connexions de chauffage pour les lampes alimentées par le secteur alternatif.

L'auteur examine le cas de lampes à cathode chauffée indirectement par un filament parcouru par le secteur alternatif. Le retour

de grille peut s'effectuer au moyen d'une pile de polarisation — et terre — directement à la cathode libre, cette dernière peut en outre être reliée à un curseur de potentiomètre monté en parallèle sur le filament, enfin le curseur d'un potentiomètre disposé de même façon peut être connecté au positif de H. T. (?). Dans ce dernier cas la cathode reste libre comme dans le premier.

ESPAGNE

E. A. R. (Madrid). — Avril 1929 (organe de l'Association "EAR").

Description de la station espagnole EAR 116.

Dans la Section des amateurs étrangers : Description de la station française : F8AXQ.

RADIO SPORT (Madrid). — Année VII, n° 67.

Reproduction électrique des disques, par J. E. Heredia.

(2^e partie, amplificateurs de puissance).

Rappelant que les puissances de la voix humaine et d'un orchestre moyen peuvent être respectivement fixées à 0,000008 et 0,03 watt et qu'une note exigera d'autant plus d'énergie pour être produite et reproduite que sa fréquence sera plus faible — ton plus bas — l'auteur insiste sur le fait que l'amplification des notes basses devra être particulièrement soignée. Dans certains cas une lampe de puissance type 10 watts (Philips TB. 04/10) pouvant dissiper 30 watts doit être utilisée (plaque 400 volts ; grille 30 volts ; courant plaque : moins de 20 milliampères ; puissance dissipée dans ce cas : 7 watts).

L'amplificateur Philips 10 watts dont le schéma est donné dans « Radio-Sport » se compose d'une lampe A. 415 comportant un potentiomètre de 10.000 ohms entre la grille et la polarisation pour doser à son gré le volume des sons et une lampe B. 443 à écran avec transformateur Philips ; cet amplificateur peut fournir 1,5 watt au haut-parleur.

L'auteur recommande trois étages par impédances qui, donnant la pureté de la liaison par résistance, n'offre pas l'inconvénient de ces dernières (oscillations parasites en B. F.). Avec des lampes de faible résistance interne, les résistances de plaque sont abaissées à 70.000 ohms. Il termine en soulignant l'avantage que présente un circuit de redressement pour la tension de plaque, sur les piles sèches ou les accumulateurs.

RADIO TECNICA (Barcelone). — Année III, n° 11. 1^{er} juin 1929.

L'alimentation des récepteurs, par A. Riu (Directeur de « R-T »).

Suite d'articles clairs et bien à la portée de l'amateur moyen, donnant d'utiles renseignements sur le filtrage des courants continus et alternatif redressé.

Récepteurs sans batterie de plaque, par M. Cano.

Lampes bigrilles, détectrice accord Bourne, B. F. à transformateur, grilles accélératrices et plaques réunies au positif du chauffage suivant le circuit classique. Variante : réaction auxiliaire dans la grille accélératrice.

Un tableau de tension plaque simple et efficace, par P. Puig.

Transformateur à deux secondaires fournissant d'une part 4 volts pour le chauffage du tube redresseur, d'autre part 200 volts. Lampe type B. 406 utilisée en valve, prises pour 80 et 120 volts. Circuit classique ne redressant qu'une alternance. Filtre constitué par une self de 50 henrys et plusieurs capacités de 4 µF.

Récepteur à ondes courtes alimenté en alternatif.

Schnell accord Bourne, une détectrice et une B. F. utilisant les nouveaux tubes Philips E. 415 (à cathode chauffée indirectement) et C. 443 (B. F., filament chauffé par alternatif). Chauffage assuré par un transformateur Philips donnant 2 + 2 = 4 volts.

Le sélectif « 2. SF », par S. Saxierf.

Une détectrice Schnell accord Bourne-Reinartz et une B. F.

Le récepteur « Himalaya », par J. Prats.

Une détectrice Reinartz et une B. F. RADIO BARCELONA (Barcelone), n° 246 à 249. Mai 1929. Organe officiel de Union Radio, EAJ. 1).

L'inauguration officielle de la nouvelle installation de EAJ. 1 aura lieu très prochainement, toutefois, depuis quelques semaines EAJ. 1 effectue ses émissions avec 20 Kw. et procède à des réglages continus.

EAJ. 1 sera réuni par des lignes directes aux différents points de l'Exposition (Palais National, Village Espagnol, Presse, Théâtre

| | |
|--------------------|--|
| Courants fournis : | 0,6 volt (pour lampes « Radioréseau » de la Radiotechnique). |
| — | 150 — 30 milliampères } tension anodique |
| — | 50 — 3-5 — |
| — | 0 à 30 volts pour la polarisation des grilles. |

Grec, Stade, Section Etrangère, etc.), afin de pouvoir effectuer toutes retransmissions utiles.

Un accord est intervenu entre EAJ. 1 (Union Radio) et EAJ. 13 (Radio Catalana) pour éviter toutes interférences, les heures d'émission de ces deux puissantes stations ont été arrêtées afin qu'aucune gêne ne soit constatée pour la réception de l'une ou de l'autre.

EAJ. 1 sera réuni par fil à Madrid et Séville dans le but de diffuser les manifestations devant avoir lieu dans cette dernière ville au cours de l'Exposition Ibéro-Américaine qui s'y tient actuellement. Les frais envisagés sont environ 500.000 pesetas (1.800.000 fr.).

Une station d'émission sur ondes courtes est en cours de montage à Aranjuez pour les communications directes avec l'Amérique (qui jusqu'à présent doivent être relayées par Paris ou Londres).

Tous les discours prononcés à un point quelconque de l'Exposition de Barcelone seront diffusés par un organisme spécial (Public Address System) et audibles en n'importe quel endroit de la grande enceinte au moyen de haut-parleurs spéciaux. Les lignes sont souterraines et les amplificateurs fournis par la Standard Electric S. A. L'amplification (1 million de fois) et les lignes exigent 20 kilomètres de câbles et les travaux sont assurés par les Etablissements Barcelonais « Radio Lot ».

Le motif musical de EAJ. 1 (les 12 premières mesures de : (El Caçador y la Pastoreta), donné par l'Antenne n° 323, page 534 est extrait d'une chanson populaire catalane. Il est joué par l'instrument la « Tenora » et a été enregistré sur disque, spécialement pour la station AEJ. 1 par la maison « Odéon ».

ITALIE

LA RADIO PER TUTTI (Milan). — Année VI, n° 8. 15 Avril 1929.

Les ondes courtes, par Felice Jenny, ingénieur.

L'auteur passe en revue les différents types de lampes d'émission et insiste particulièrement sur la « puissance maxima pouvant être dissipée » (Wd) la « puissance d'alimentation » (Wa) et la « puissance utile » (Wu) qu'il lie entre elles par la formule :

$$Wa = Wu + Wd.$$

Le rendement est :

$$N = \frac{Wu}{Wa} = \frac{Wa - Wd}{Wa} = 1 - \frac{Wd}{Wa}$$

Le rendement peut varier théoriquement entre 0 (triode n'oscillant pas) et 1. La valeur de la puissance peut s'écrire :

$$Wa = \frac{Wd}{1 - N}$$

Quand le rendement N = 0,5 (50 o/o), cette formule devient :

$$Wa = \frac{Wd}{1 - 0,5} = \frac{Wd}{0,5}$$

50 % de l'énergie est utilisée en haute fréquence, 50 % perdue sous forme de chaleur.

Calculs d'un circuit d'alimentation totale par lampes secteur alternatif, par l'ingénieur Paride Pallota.

Un transformateur à trois secondaires est utilisé, l'un fournit la tension abaissée utilisée directement pour le chauffage des filaments, les deux autres un courant à basse tension pour le chauffage d'une valve biplaque et une tension élevée redressée par celle-ci.

La puissance absorbée par la valve biplaque est de 36 watts (dont 10 pour le filament).

Le R. T. 37, appareil à trois lampes (Labor. R. p. T.).

Il se compose d'une détectrice à réaction statique et magnétique (Schnell) précédée d'un filtre d'antenne et suivie de deux B. F. Sur le panneau, d'aspect très sobre, affluent seulement les tambours des capacités variables et est disposé l'interrupteur de filament (plan de câblage).

Un superhétérodyne à 8 lampes, par A. Novellone.

Ce circuit se compose d'une H. F. à grille écran, d'une détectrice, d'une oscillatrice, de 3 M. F., d'une détectrice M. F. (par la plaque) et d'une B. F. à transformateur. Les transformateurs M. F. comportent 300 sp. au primaire et deux fois 300 spires au secondaire (sandwich). Diamètre intérieur 20, extérieur 45, trois gorges de 4 millimètres de largeur à 4 millimètres l'une et l'autre (plan de câblage).

LA RADIO PER TUTTI (Milan). — Année VI, n° 9, 1 Mai 1929.

Quelques schémas de réception avec lampe à grille-écran (Giovanni Manisco).

Résumé de circuits classiques : une H. F. à grille écran précédant la détectrice, H. F. par circuit bouchon ou transformateur. Circuit classique : une H. F. (G. E.), une détectrice à réaction magnétique sur la résonance et une B. F. (G. E.). Deux étages (G. E.) avant la détectrice. Superhétérodynes à 5 et 4 lampes par tubes à G. E. Un plan de câblage réduit.

Appareil à lampe multiple pour la réception d'une station locale R. T.-38. (Dr G. Mecozzi).

Circuit classique : une lampe multiple Loewe type « 3-NF », accord en Tesla. (Plan de câblage).

La modulation. (Felipe Cammareri).

L'auteur passe en revue les principaux dispositifs : modulation entre grille et filament, modulation grille par lampe modulatrice, modulation par choc ou Heising. Article clair exposant d'une façon nette les phénomènes.

RADIO GAZZETTA (Milan). — 27 Avril 1929.

Un appareil à trois lampes, par Ulrich.

Une détectrice à réaction magnétique accord Bourne et deux B. F. à transformateurs, circuit classique pour écouter en fort haut-parleur l'émission locale.

NOUVEAUTES INDUSTRIELLES

Les établissements V^{me} P. Delafon et C^{ie} ont présenté cette année à leur stand au Hall de l'électricité de la Foire de Paris la série des divers articles de leur fabrication :

Tout d'abord les piles et batteries Ajax, depuis les piles de petites dimensions pour éclairage portatif, lampes de poches, de bicyclettes et autres jusqu'aux blocs Radio pour les amateurs de T. S. F. en passant par les divers types d'éléments de série industrielle. La réputation de ces divers articles n'est plus à faire. Ils sont aujourd'hui assez connus du grand public qui leur conserve toutes ses faveurs pour les usages variés auxquels ils peuvent être employés aussi bien à la maison et à l'usine qu'au dehors. Pour la T. S. F. en particulier les blocs Ajax au mélange K 93 sont les auxiliaires indispensables de tout poste qui se respecte.

Rappelons également les chargeurs d'accumulateurs au silicium qui ont déjà obtenu au cours de l'année passée un si légitime succès, lequel vient de s'affirmer par l'apparition des nouveaux modèles type 1929 qui présentent encore, grâce à l'expérience acquise par deux années de fabrication, de nouveaux progrès fort appréciés des connaisseurs.

Les chargeurs Ajax pour tous débits, d'un prix très modique et d'un emploi très facile, permettent aujourd'hui, mieux que jamais, d'entretenir à peu de frais les accumulateurs de chauffage et de tension plaque.

Signalons enfin l'apparition des nouveaux transformateurs de sonnerie qui viennent de sortir de leurs ateliers et qui, établis avec le même soin que leurs prédécesseurs, piles et chargeurs, sous une présentation tout aussi avantageuse, consacrent avec eux d'une façon remarquable la vieille réputation des Etablissements V^{me} P. Delafon et C^{ie}.

LIGNOVOX

DIFFUSEUR TYPE L 9. — Moteur à palette oscillante attaquée par le centre, suspendue.

Pièce polaire d'une perméabilité magnétique très poussée.

Aimant massif fer à cheval, nickel chromé, pouvoir magnétique considérable.

Membrane de bois.

Ebénisterie acajou massif, vernie tam-

Afin de renseigner nos lecteurs sur les nouvelles fabrications industrielles, nous publierons régulièrement sous cette rubrique les caractéristiques des postes, pièces détachées ou accessoires présentés au public par l'industrie radioélectrique.

pon. Haut. 0 m. 36. Largeur 0 m. 34. Profondeur 0 m. 14.

DIFFUSEUR TYPE L 16. — Système électromagnétique particulièrement soigné. Très puissant.

Ebénisterie moderne acajou, noyer ou chêne massif. — Haut. 0 m. 45. Larg. 0 m. 40. Profondeur 0 m. 18.

DIFFUSEUR TYPE L 24. — Moteur équilibré 4 pôles, palette oscillante, d'une nature particulière, sans sonorité propre.

Petit cône bois suspendu.

Le moteur très puissant transmet des mouvements de grande amplitude.

Particulièrement recommandé pour amplification phonographique.

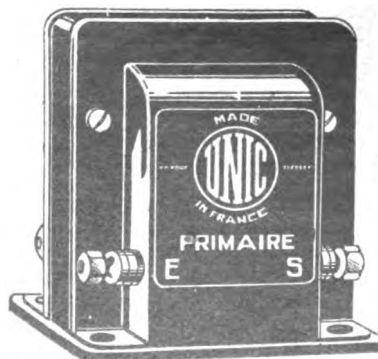
Ebénisterie très nette acajou ou noyer massif. Haut. 0 m. 74. Larg. 0 m. 69. Profondeur 0 m. 27.

Série complète de haut-parleurs électrodynamiques

Alimentation sous 4, 6, 12, 100 ou 200 volts, livrés avec leurs transformateurs et avec ou sans excitation sur le secteur.

RIBET ET DESJARDINS

Une revue des nouveautés serait incomplète si nous ne disions pas quelques mots des dernières créations UNIC. Le

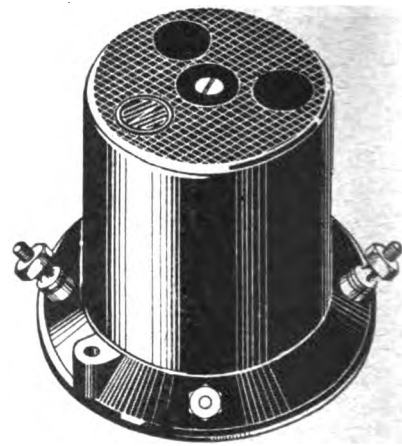


Transformateur basse fréquence

transformateur basse-fréquence UNIC a connu dès son apparition un succès considérable que justifiaient amplement ses nombreuses qualités : grand coefficient d'amplification, minimum de déformation, capacité répartie réduite au minimum, suppression des risques de claquages, etc.

Les rhéostats UNIC semi-réglables sont destinés au contrôle permanent d'une lampe ou d'un groupe de lampes de réception déterminé. Leur utilisation s'impose sur tous les montages modernes.

Signalons les rhéostats ordinaires, les selfs et supports de selfs, les fiches, les jacks, les supports de lampes, les contacteurs, inverseurs et clés ; les transformateurs moyenne fréquence accordée, les filtres, les bobines oscillatrices, les condensateurs ajustables à air, etc.



Transformateur moyenne fréquence accordée

Toutes ces pièces détachées, de fabrication irréprochable, méritent de retenir l'attention des amateurs. C'est pourquoi nous ne saurions trop recommander à nos lecteurs de se procurer le catalogue complet UNIC qui est envoyé franco sur demande : Ribet et Desjardins 10, rue Violet, PARIS.

Rappelons aussi que les Etablissements Ribet et Desjardins ont édité une réalisation schématique grandeur nature d'un poste changeur de fréquence à 6 lampes, établi avec des pièces UNIC.

Ce schéma, accompagné d'une abondante documentation, est envoyé contre 1 fr. 50 en timbres-poste.

La nouvelle valise Radio-Rêve type Baby-Rêve à 6 lampes bien que de dimensions extrêmement réduites et d'un poids ne dépassant pas 14 kilogs, possède toute la sensibilité, et la puissance de son aînée la valise Radio-Rêve type vertical.

Son extrême sensibilité est due en grande partie à son nouveau cadre à 3 enroulements, breveté S. G. D. G. utilisant au maximum toute la surface utile réservée au cadre ; ce nouveau cadre à 3 enroulements série parallèle, est unique en son genre ; il assure à la valise Baby-Rêve, même en petites ondes, un rendement égal à celui des meilleurs postes fixes connus.

Le matériel utilisé dans le châssis de la valise Baby-Rêve est le même que

ajourées, le tout finement nickelé. Montage mécanique spécial du rotor et du stator avec des lames en aluminium écroui. L'ensemble, bien entretoisé, est d'une rigidité parfaite.

Démultiplication simple, double disques en acier embouti. Manœuvre directe douce et précise, le rotor étant entièrement monté sur billes. Dérégla-ge nul, pas d'écrous d'assemblage, des pièces serties dans l'ensemble de la démultipli-cation. Aucun broutement conséquent à des pignons molletés soit en fibre ou en acier.

Aucun jeu de balancement, aucun patinage.

Cet appareil par la présence de roulements à billes et par sa construction, ne comporte aucun jeu et ne peut en prendre.

CAPACIMÈTRE DE PRÉCISION TYPE PER. I.

construit par «La Précision électrique»

Cet appareil mis à la disposition du public à l'époque du dernier Salon de la T. S. F. a aussitôt retenu l'attention des constructeurs d'appareils de T. S. F. ainsi que des ingénieurs des Laboratoires d'Etudes ; c'est qu'en effet, il convient aussi bien pour un Laboratoire Scientifique où l'on doit faire des mesures de haute précision que pour un atelier de fabrication de condensateurs où un manœuvre spécialisé mesure en série un très grand nombre de capacités.

Le Capacimètre PER utilise la méthode extrêmement sensible des battements ; il se compose essentiellement de 2 circuits hétérodyne comportant chacun un condensateur étalon et d'agencements qui permettent de comparer le condensateur à mesurer à l'un des condensateurs étalons dans les meilleures conditions de sensibilité et de précision. De 0 à 0,3/1.000 microfarad, la sensibilité de la lecture est de l'ordre de 0,000 001 microfarad.

(1 millionième de microfarad ou 1 micro-microfarad). Entre 0 et 4/1.000 micro-farad, la sensibilité de la lecture est de l'ordre de 0,000 01 microfarad (1 cent-millième de microfarad ou 10 micro-microfarads). Enfin de 4/1000 à 10/1000 microfarad, la sensibilité de la lecture est de l'ordre de 0,000 05 microfarad (5 centmillièmes de microfarad ou 50 micromicrofarads).

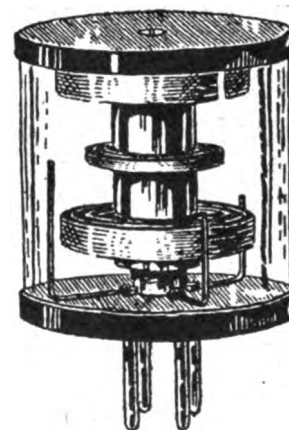
SILA

Nous avons le plaisir d'annoncer à nos lecteurs l'apparition prochaine sur le marché d'une très intéressante collection de lampes SILA de réception.

Ces lampes, dont nous avons sous les yeux les courbes caractéristiques, ne pourront être qu'excellentes, étant donné la renommée mondiale de leur constructeur, la Société indépendante de T. S. F. (SIF) dont la SILA est filiale.

SUPERFORMER

Toujours fidèles aux principes qu'ils suivent depuis 1926, les établissements Maigret Frères (Radio Broadcast),



afin d'éviter le grand amortissement causé par les enroulements de faible

celui qui a valu tout l'hiver le succès des fixes Baby-Rêve à 6 lampes.

Le châssis de la valise Baby-Rêve, basé sur le principe du changement de fréquence, comporte : 1 bigrille, 2 lampes MF., 1 détecteur 2 B. F.

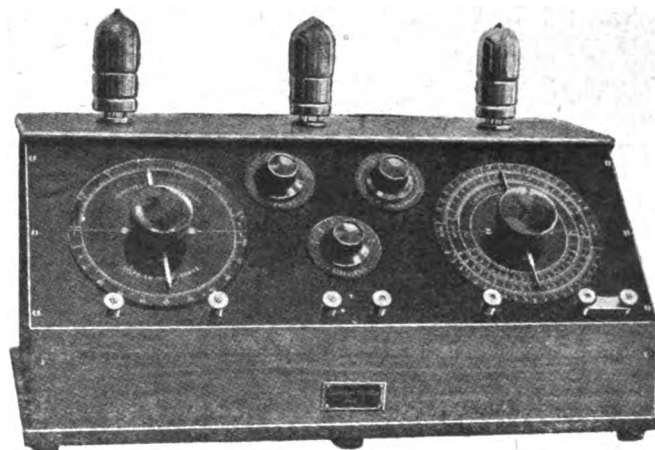
Les transformateurs M. F. sont accordés uniquement sur l'écoute des stations étrangères par des petits condensateurs ajustables, ce qui donne le maximum de garantie comme sensibilité et sélectivité.

L'alimentation de la valise Baby-Rêve est assurée par un accumulateur à liquide immobilisé ou irréversible et une pile de 20 milliampères.

La qualité de ses organes B. F. jointe à la pureté de son diffuseur Radio-Rêve, font que la valise Baby-Rêve satisfait les musiciens les plus difficiles.

CONDENSATEURS VARIABLES "LE RÉGENT"

Leur démultiplié, du type Square law à très faible capacité résiduelle. Isolation par rondelles ébonite épaulées de faible volume. Appareil d'encombrement réduit, léger, robuste grâce à son armature en laiton aux flasques très



section, ont adopté pour leurs transformateurs moyenne fréquence Supeformer des bobinages en gros fil, fortement isolé à la soie et mis à l'abri de l'humidité.

Leur rapport de transformation égal à 2 les rend tout indiqués pour le montage des récepteurs modernes utilisant des lampes à écran de grille. Ils peuvent être fournis soit accordables, soit tout accordés, et dans ce dernier cas l'étalonnage est effectué d'une façon rigoureuse à l'aide d'une méthode spéciale.

LE GRILLET SEPT

Le superhétérodyne à 7 lampes, le « Grillet Sept », dont la rare perfection a séduit tant de sans-filistes, vient d'être modifié dans sa présentation par son constructeur. Nombre de profanes, et même de connaisseurs, s'étaient étonnés déjà de voir un poste aussi puissant dont l'encombrement pouvait être aussi réduit : le nouveau « Grillet Sept » est encore plus surbaissé que le précédent, il a maintenant les dimensions exactes d'un poste à quatre lampes.

En ce qui concerne le montage et les éléments constitutifs du poste, rien n'a été changé d'une façon essentielle ; seules, les connexions sont plus courtes, ce qui ne peut qu'accroître encore le rendement. Le câblage et la place de toutes les pièces ont été minutieusement étudiés pour éviter toutes capacités ou réactions parasites et, bien entendu, les éléments rayonnants et absorbants sont toujours blindés. Aussi un tel poste est-il capable d'éliminer à Grenoble, sous l'antenne même, l'émission de 1.500 watts, et de séparer sans la moindre difficulté à Paris, Langenberg des P. T. T.

Le changement de fréquence se fait

toujours par deux lampes et non pas par une bigrille, point délicat de la plupart des « supers », car elle ne fonctionne réellement bien que sur certaines longueurs d'ondes. Chaque lampe du « Grillet Sept » remplit sa fonction et la remplit bien ! Puis l'onde passe dans les deux étages M. F. où elle est filtrée et amplifiée, puis elle est détectée par une cinquième lampe ; enfin, les deux étages B. F. amplifient la musique en dernier ressort.

L'accès des diverses pièces est des plus faciles : il suffit en effet de faire glisser le panneau avant du coffret pour avoir sous la main tout le récepteur, d'abaisser le dos du coffret pour dégager d'un seul coup lampes et bornes d'alimentation.

Un simple commutateur permet de passer des petites ondes aux moyennes ondes et grandes ondes sans avoir à changer d'oscillatrice.

Les Etablissements Grillet d'Annecy ne se sont pas contentés d'établir leur nouveau « Grillet Sept » en coffret ; ils ont aussi prévu ce poste en valise ; présenté ainsi, il peut être facilement transporté en voyage, tout en constituant, à la maison, un magnifique poste de salon. Le « Grillet Valise » comporte un cadre bobiné le long des parois intérieures de la valise ; il est alimenté pour la tension plaque par deux piles de grande capacité dont la durée est de six mois, le poste consommant seulement 15 milli-ampères. Le chauffage est assuré par accumulateur sec de 4 volts.

Inutile de dire que ce poste comble les vœux des sans-filistes impénitents ; grâce à lui, où qu'ils se trouvent, ils pourront capter tel ou tel poste de leur choix.

Pour les acheteurs désireux d'acquiescer un « super » d'une présentation plus luxueuse que celle du coffret, les Eta-

blissements Grillet présentent encore leur « Grillet Sept » avec tous les accessoires : cadre, haut-parleur, piles, accus, dans un meuble élégant, soit fixe, soit pivotant. Le meuble fixe comporte un cadre extérieur dont la rotation est commandée de l'intérieur, et un haut-parleur séparé, tandis que le meuble tournant comporte un cadre bobiné à l'intérieur, le long des parois, et un haut-parleur fixe ; dans ce dernier modèle, l'orientation du cadre se fait par pivotement du meuble.

En même temps que son nouveau « super » à sept lampes, Grillet met également sur le marché un nouveau tableau de charge pour redresseur Tungar Junior Duplex de la Compagnie Française Thomson Houston. Ce tableau permet aux amateurs qui possèdent chez eux le courant alternatif de maintenir toujours parfaitement chargées leurs batteries d'accumulateurs, chauffage (4 volts) et tension-plaque (80, 120 ou 160 volts). Le simple bouton du combiné Grillet breveté permet de passer de l'écoute à la charge des accus sans avoir à défaire un fil et en supprimant de ce fait toute erreur de connexion.

A noter que le tableau de charge Grillet peut être livré avec ou sans chargeur. Ainsi les sans-filistes qui possèdent déjà chez eux un redresseur Tungar Junior Duplex pourront recevoir le tableau nu, mettre facilement en place eux-mêmes le redresseur, grâce aux instructions très détaillées, et bénéficier ainsi, pour un prix minime, de tous les avantages d'une manipulation simplifiée.

Nouveau « Grillet Sept » complété par le nouveau tableau de charge Grillet Tungar, voici un ensemble qui, pour un prix raisonnable, permet de posséder ce qui se fait actuellement de mieux en constructions radioélectriques.



COMMISSION TECHNIQUE
DE L'UNION INTERNATIONALE DE RADIOPHONIE

**CONTROLE A DISTANCE
DES FRÉQUENCES
DES ONDES PORTEUSES
DES STATIONS D'ÉMISSION**

Rapport N° 25 — Mai 1929

NOTA. — 1. Toutes les mesures figurant dans les graphiques ont été effectuées au Laboratoire de Contrôle de la Commission Technique de l'U. I. R. à Bruxelles, en partant du diapason standard à 1000 périodes.

Elles sont complétées éventuellement par les mesures effectuées au Laboratoire de Contrôle de Berlin du Télégraphen Technisches Reichsamt et au Laboratoire de Contrôle de Keston (près de Londres) de la British Broadcasting Corporation.

2. Les points d'interrogation indiquent qu'il n'a pas été possible d'identifier la station avec certitude au moment de la mesure.
3. Les valeurs sont indiquées en kilohertz (kilocycles ou kilopériodes).

Bruxelles, le 5 Juin 1929.

Le Président de la Commission Technique :

Raymond BRAILLARD.

LAMPES DE T.S.F.

FOTOS

NOUVELLE SÉRIE
DE LAMPES DE RÉCEPTION A TRÈS FORTE
ÉMISSION ÉLECTRONIQUE
FABRICATION
GRAMMONT

C'est uniquement par un

BREVET

qu'on peut protéger utilement
une *Invention*

Consultez

FABIER

Ingenieur des Arts et Manufactures - S.E.I.C.F.
Chef du Service des brevets du
"Q.S.T. et Radio-électricité réunis"
11^{bis} rue Blanche - Paris (9^e) - Tél. Grad. 22-79
Consultations gratuites.

TRANSFORMATEURS

GARANTIS

L'Oscillatrice K 07

Modèle 1929
A. C. R. M.

est LA SEULE qui permette l'hétérodynage constant et ininterrompu des gammes comprises entre 200 et 2000 mètres avec un CV hétérodyne de 0,5/1000 et sur fréquence moyenne A. C. R. M.

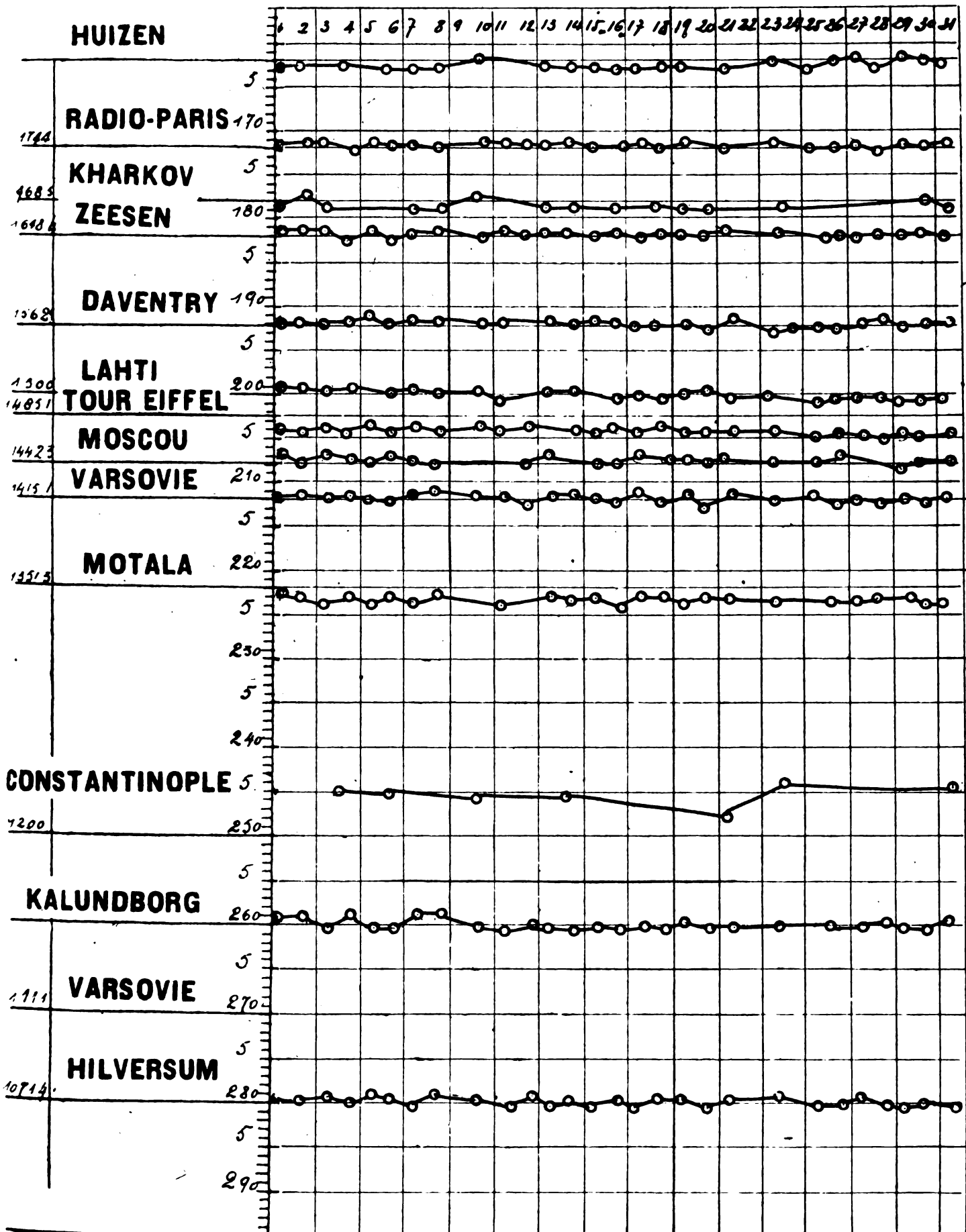
Prix **65** fr.

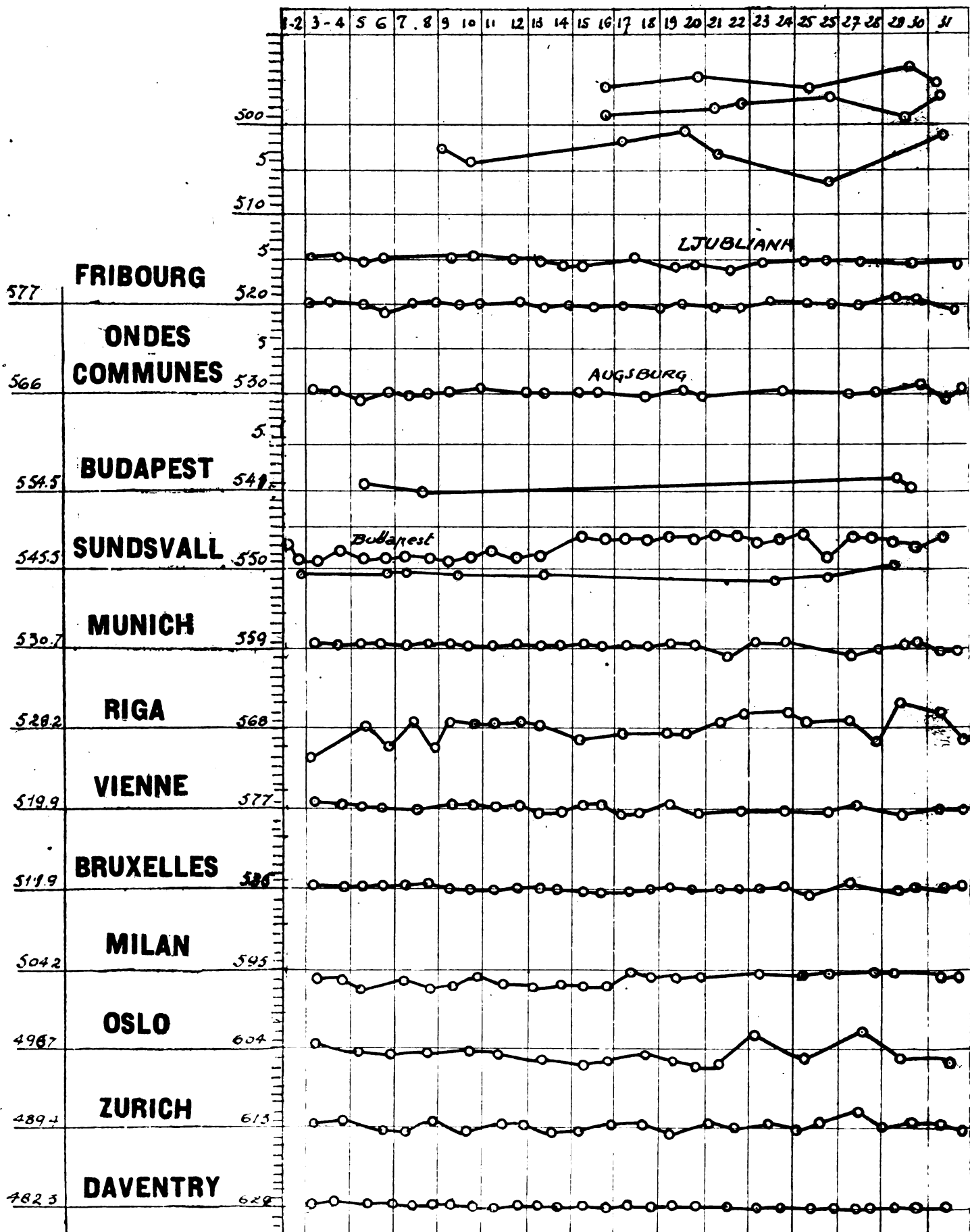
Oscillatrice K 08

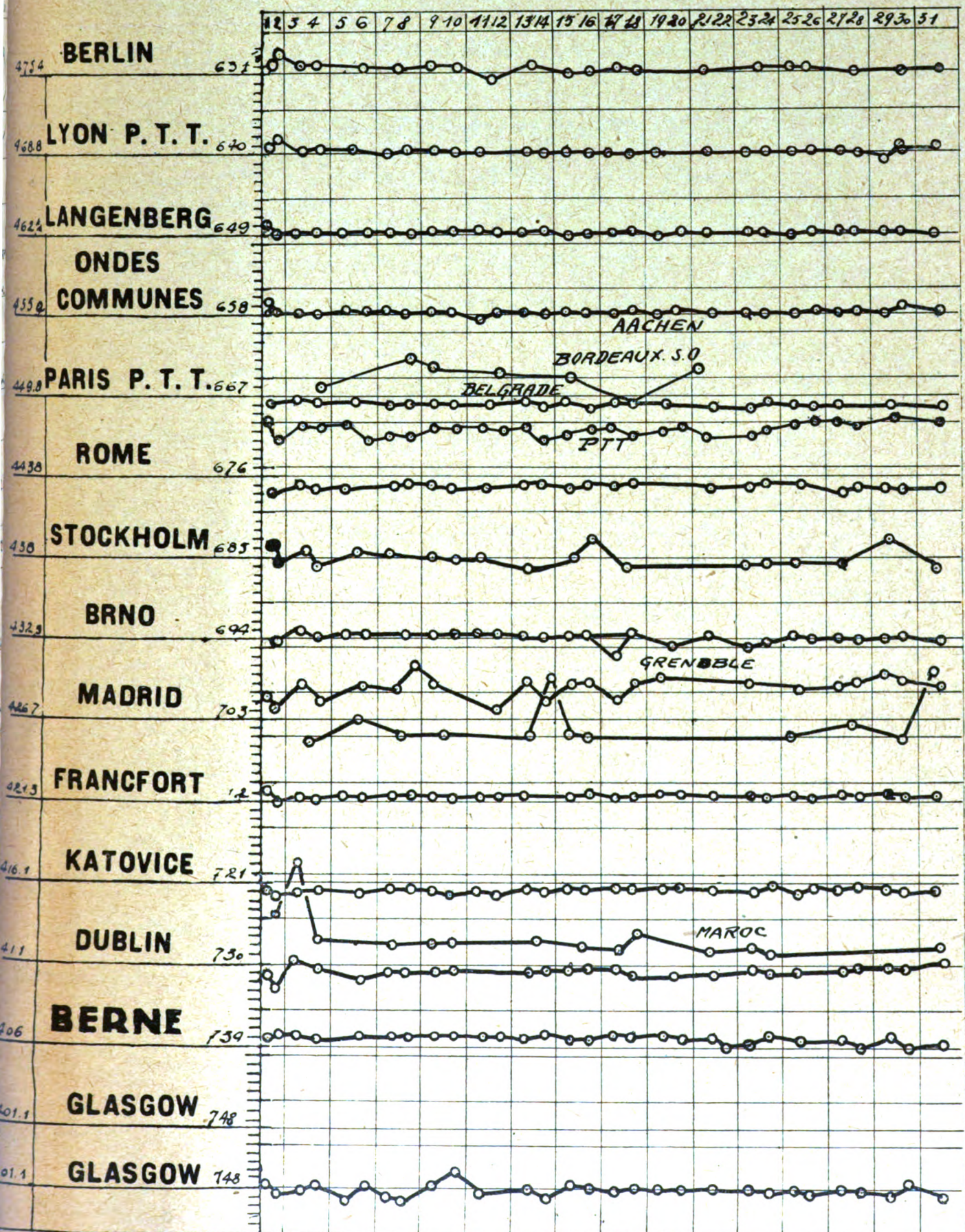
Prix **48** fr.

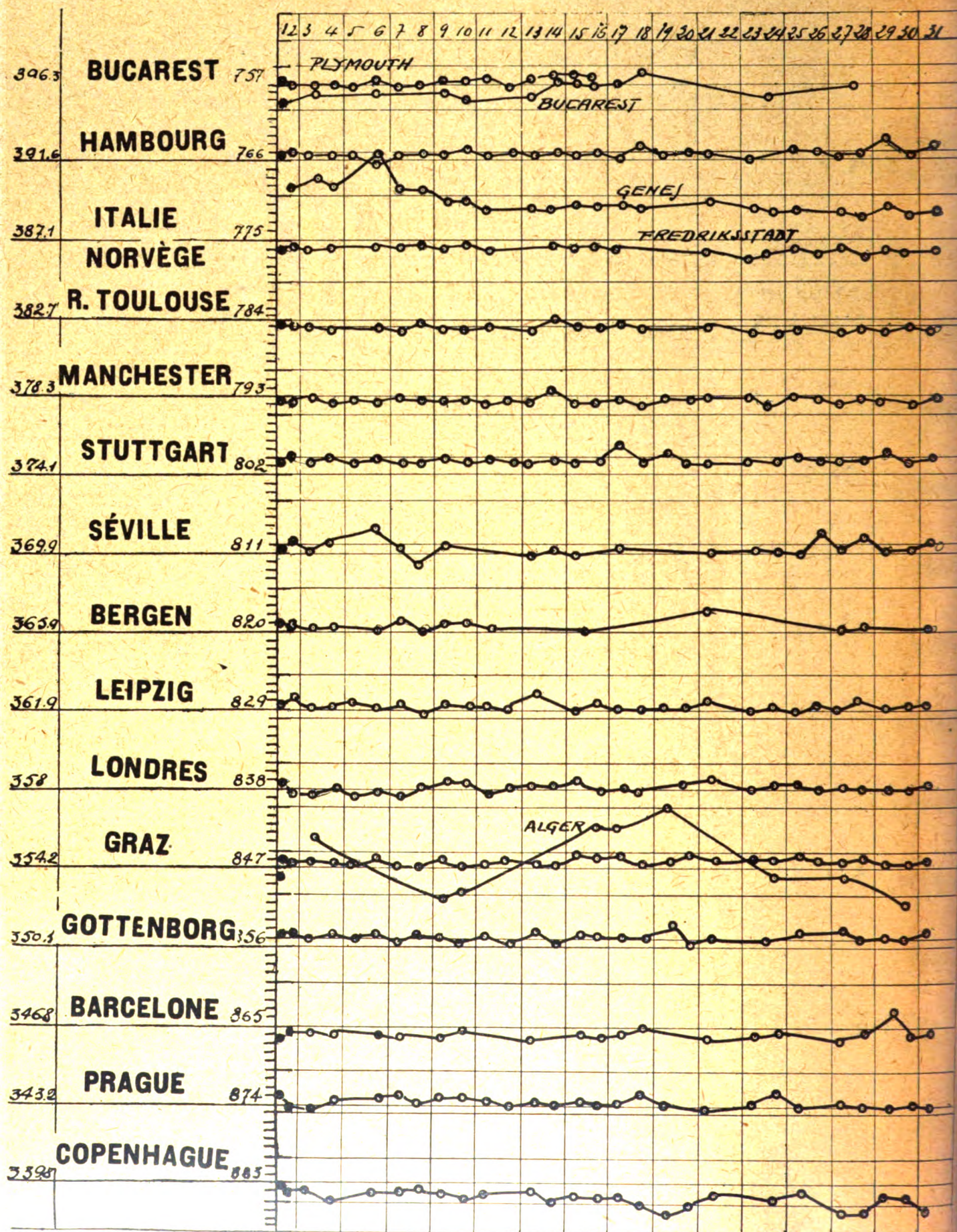
mêmes caractéristiques, présentation plus sobre. (Les mêmes éléments sont livrés avec fils souples, sans contacteur, pour la commutation de votre choix).

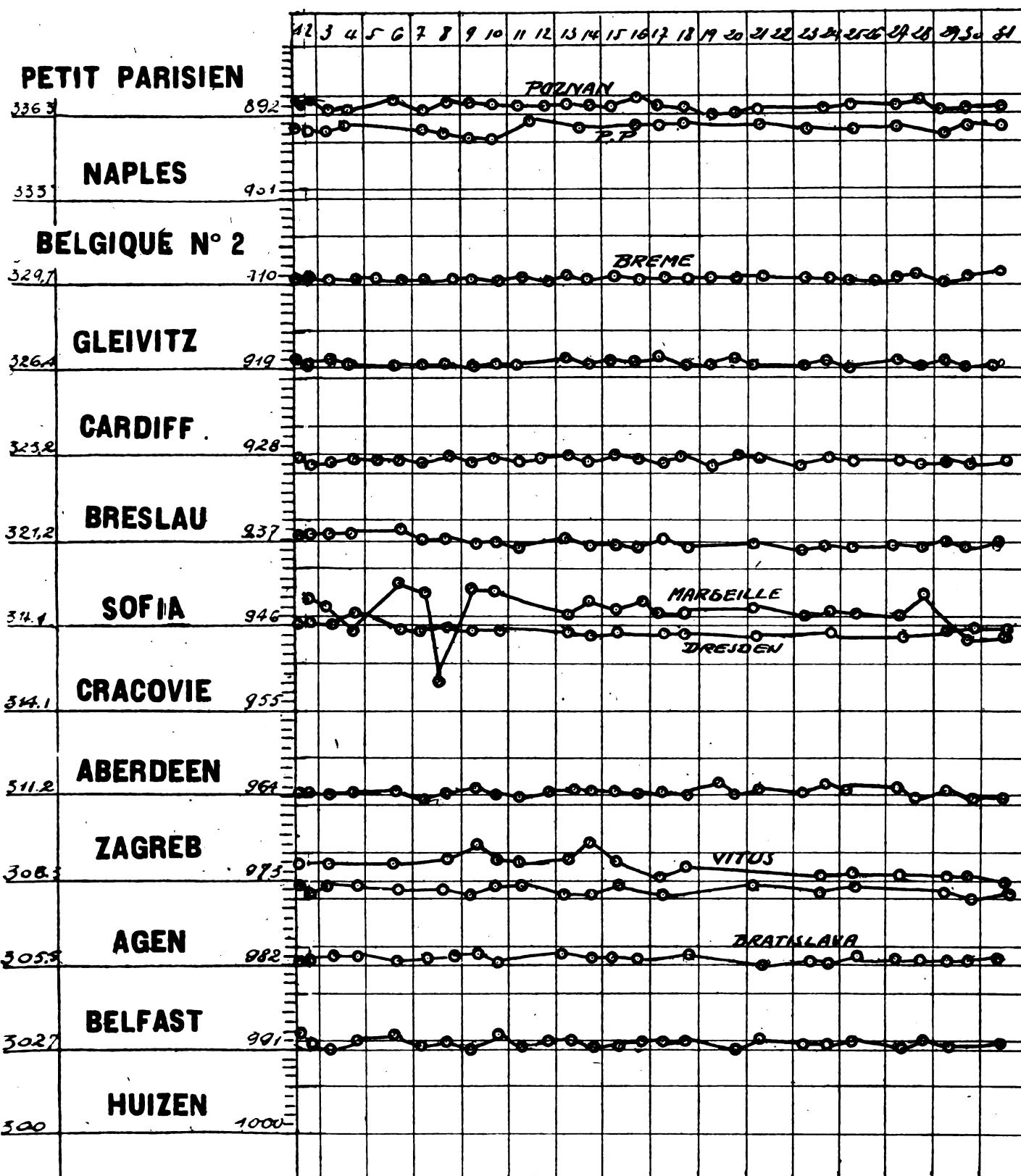
De plus, la Self de choc K 022, aux caractéristiques de votre montage, bloque rigoureusement la haute fréquence.

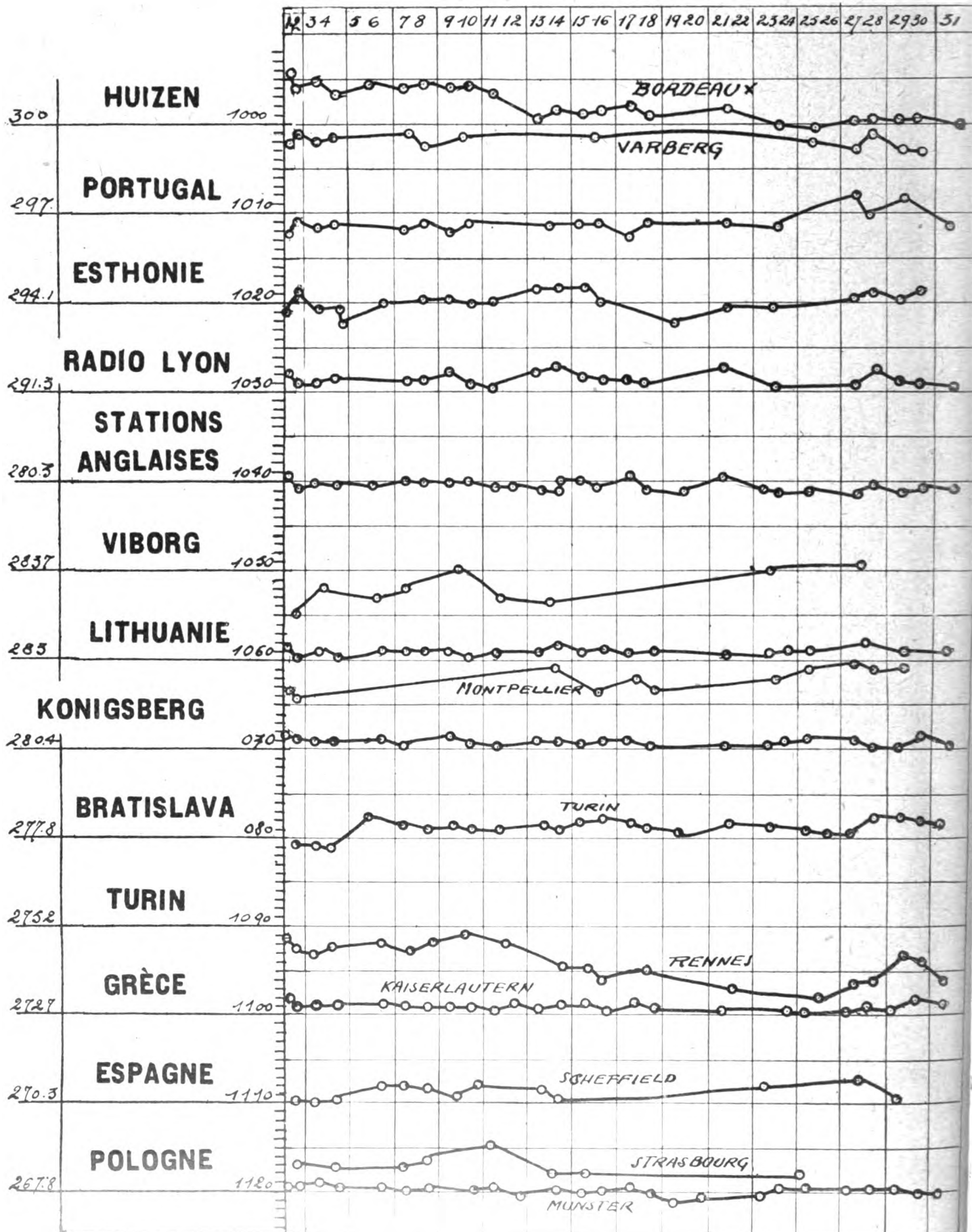


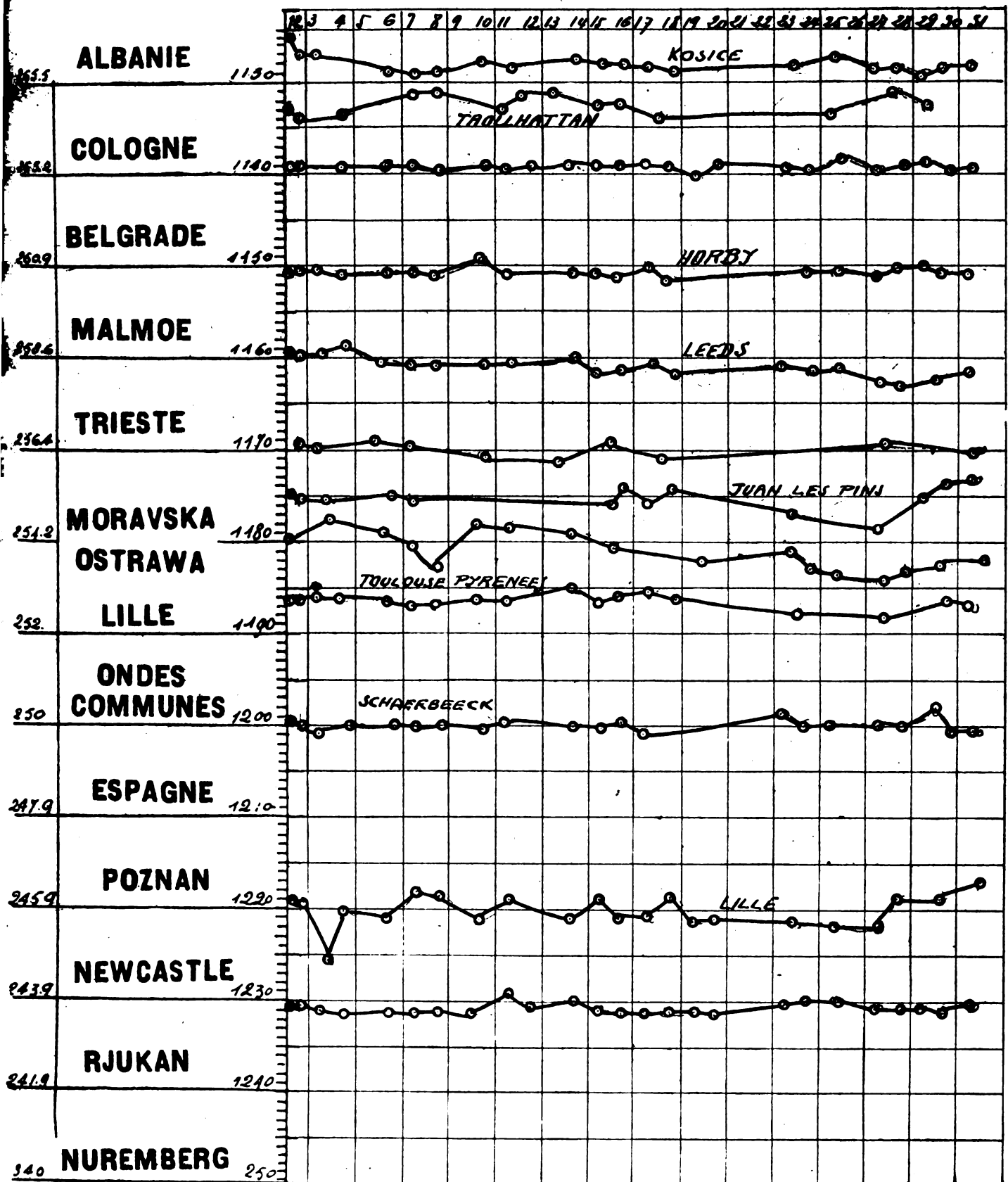


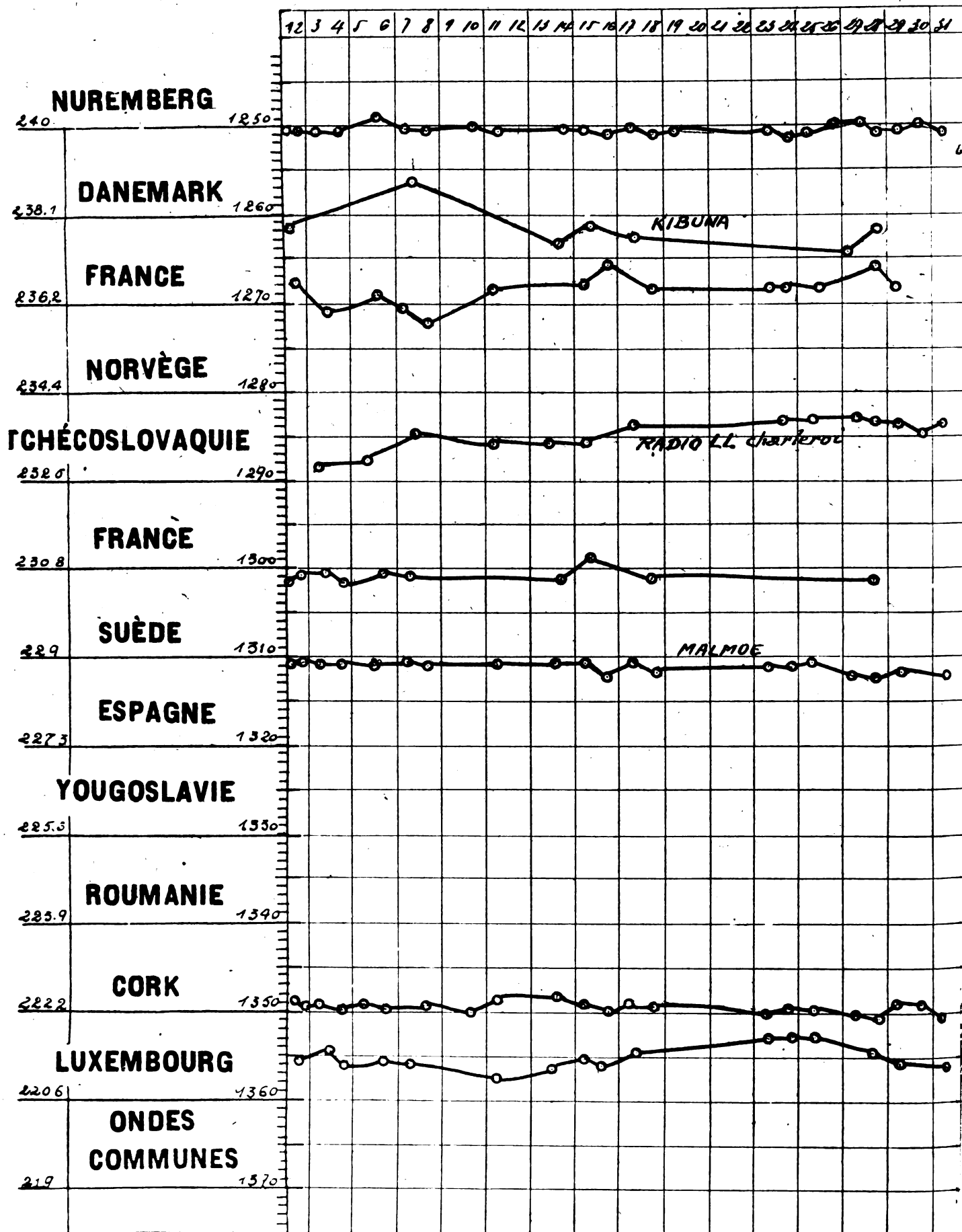












SUPPLEMENT au N°64.



RADIOELECTRICITE ET



~ FRANÇAIS ~

Paraissant le 1^{er} de chaque mois

ABONNEMENTS :

France et Colonies.. .. 70 fr. par an
Étranger 100 fr. par an

DIRECTION, ADMINISTRATION, PUBLICITÉ :

53, rue Réaumur, PARIS (2^e)

TÉLÉPHONE :

Louvre 03-72

Directeur : Henry ÉTIENNE

Sommaire :

| Pages | Pages |
|---|--|
| Les origines de la théorie atomique (Général CARTIER) 2 | Le super S. A. 65 (R. LEPESQUEUR) 39 |
| Les comparaisons internationales des étalons de fréquence pour oscillations électriques (Commandant X...) 3 | La laboratoire à bon marché (J. GRANIER, <i>docteur ès sciences</i>) . . . 43 |
| Appareils, méthodes et formules de mesures (<i>Suite</i>) (Jean VIVIÉ, <i>Ingénieur civil des Mines</i>) 8 | Le redressement du courant de haute tension par la soupape électrolytique (André PLANÈS-PY, f8EI) 47 |
| Le film sonore (Jean VIVIÉ, <i>Ingénieur civil des Mines</i>) 12 | A travers la presse étrangère 51 |
| L'électrolyse (<i>Suite et fin</i>) (P. FARAD) 18 | Tour d'Europe radiophonique (<i>Suite</i>) (Alex SURCHAMP) 53 |
| Les amplificateurs d'enregistrement (L. DUMY, <i>Ingénieur</i>) .. 28 | La naissance d'une pile (R. ALINDRET) 61 |
| Vers la fabrication du disque (L. DUMY, <i>Ingénieur</i>) 31 | Les brevets (Ch. FABER, <i>Ingénieur E.C.P.</i>) 65 |
| Au sujet des cellules photo-électriques (L. de LA FORGE) .. 33 | Nouveautés industrielles 67 |
| | Contrôle à distance des fréquences des ondes porteuses des stations d'émission 69 |

Reproduction interdite pour tous pays, y compris la Suède et la Norvège (Copyright by Henry Étienne, Paris).

Les origines de la théorie atomique

par le Général CARTIER

■ ■ ■ ■ ■

J'AI rappelé, dans un article précédent, l'opinion de Descartes sur les philosophes qui discutent depuis des siècles sans jamais dégager des conclusions qui s'imposent à tous. Descartes préférait les sciences exactes, et il contribua efficacement à leur développement. Puis il versa, en avançant en âge, dans la philosophie qu'il avait condamnée si sévèrement quand il était jeune, et l'on pourrait sans doute appliquer à certaines de ses *Méditations Métaphysiques*, les critiques qu'il avait formulées dans les premières pages de son *Discours sur la méthode*.

C'est une chose remarquable que beaucoup de mathématiciens et de physiciens ont été aussi des philosophes, pendant que des philosophes élaboraient des théories scientifiques pour appuyer leur doctrine.

Nous avons vu que *Leucippe* et *Démocrite*, qui vivaient respectivement au VI^e et au V^e siècle avant Jésus-Christ, avaient nettement deviné l'extrême divisibilité de la matière et jeté les bases de la théorie atomique. Leur *atome* était l'élément constitutif de tous les corps, et ils le considéraient comme indivisible. Ce n'était donc pas le système minuscule, mais complexe, que nous désignons sous ce nom et pour lequel il eût été logique d'adopter un autre nom mieux approprié.

Deux cents ans plus tard, *Epicure* (341-270 avant J.-C.) conçoit une doctrine philosophique sur laquelle nous reviendrons tout à l'heure, et c'est la théorie atomique qui lui fournit ses arguments les plus séduisants.

La doctrine d'*Epicure* et la théorie atomique de *Leucippe* et de *Démocrite* ont été abondamment développées par *Lucrèce* (95-55 avant J.-C.) dans l'ouvrage intitulé « *De Rerum Natura* » dont M. L. Crouslé, docteur ès lettres, a donné une analyse très serrée accompagnée d'une traduction des principaux chapitres.

Etant donné le rôle attribué aux atomes dans les théories que j'expose ici, je crois intéressant de résumer les idées de *Lucrèce* qu'on retrouve en grande partie dans un ouvrage, relativement récent, intitulé « *Force et Matière* » que j'analyserai peut-être plus tard.

Voici d'abord les conditions dans lesquelles se trouvait Rome quand *Lucrèce* y introduisit l'épicurisme :

Lucrèce eut le malheur de vivre dans un temps de désordre, et son enfance se passa au milieu des massacres dont Rome fut ensanglantée tour à tour par Marius et Sylla. En avançant en âge, il vit se développer les intrigues et les violences des factions. A peine quelques hommes paraissaient-ils animés de l'amour du bien public. Le reste aspirait aux honneurs, au pouvoir ou à la richesse par tous les moyens que peut offrir l'anarchie. Les lois ne paraissaient plus qu'un prétexte, le droit qu'un mot, la justice qu'un marché. Aucune idée morale ne subsistait chez le peuple romain qui avait dû sa grandeur à l'austérité de ses vertus. Des luttes de partis stériles, la guerre éternelle des riches et des pauvres, tels étaient les éléments de la vie politique. On aimait entendre parler, mais on désirait surtout jouir de la vie. Les arts et le théâtre cherchaient à flatter les sens, à émouvoir les passions, au lieu d'élever les esprits et d'épurer les cœurs.

En lisant ces lignes, n'est-on pas tenté de faire un rapprochement avec ce que nous voyons aujourd'hui en France?

L'épicurisme était né en Grèce dans un temps de décadence et de lassitude. A ces générations désorientées et désirant surtout jouir de la vie, Epicure offrait une religion conçue pour autoriser les hommes à ne rien faire qui leur déplût.

La crainte des dieux aurait pu les retenir. Epicure ne les supprime pas, mais il les relègue hors du monde et engage les mortels à ne point s'occuper d'eux.

Il n'y a rien d'étonnant à ce qu'une telle religion eût été accueillie avec enthousiasme par un peuple dont elle favorisait tous les penchants; n'en sommes-nous pas là en France et dans beaucoup de pays d'Europe?

Par quoi *Epicure* remplace-t-il le surnaturel qui était la base des religions précédentes?

Le monde est livré au hasard qui l'a formé. Il n'y a ni bien ni mal. Pour les hommes comme pour toutes les combinaisons de la matière, il ne reste que le possible et l'impossible, le succès et l'insuccès. Ce qui réussit est bien, ce qui échoue est mal. La justice n'est autre chose que la volonté du législateur.

Et voici les conclusions d'une doctrine si accommodante :

La mort est la fin de tout et c'est sur

la terre qu'il faut être heureux. Le bonheur est le but suprême et, pour y parvenir, il suffit de suivre la voie indiquée par la nature; pas de passions violentes, pas d'ambition ni d'avarice, pas de plaisirs extrêmes. Il suffit de bien se porter, de garder l'esprit libre et dégagé de toute préoccupation, de fuir la peine et de n'aspirer à rien de difficile ni de périlleux.

Cette doctrine condamnait tous les excès. *Epicure* disait lui-même : *On ne peut vivre selon la loi du plaisir sans vivre selon celle de l'honneur et de la justice.* Les résultats en furent néanmoins déplorables, car elle donnait aux débauchés et aux ambitieux sans scrupules, une étrange facilité pour satisfaire toutes leurs passions.

Lucrèce fait donc abstraction des causes premières et des fins dernières; ce sont des domaines inconnus dans lesquels il refuse de s'aventurer. Pour lui, le cours des événements est uniquement l'effet du hasard.

Remarquerai-je à ce sujet que *Lucrèce* avait vu juste en ce qui concerne beaucoup de phénomènes auxquels on peut appliquer avec succès le calcul des probabilités?

Je ne ferai que citer quelques courts extraits de l'ouvrage précité dont la haute valeur poétique compense heureusement la pauvreté scientifique, mais dont la lecture reste très intéressante et révèle chez son auteur des connaissances relativement avancées pour l'époque à laquelle il a été écrit.

Tout ce qui existe sans exception est composé d'atomes.

L'atome est l'élément unique et la semence de toutes choses; il est aussi le dernier terme où aboutit la décomposition. Tout part de lui et tout y revient. Lui seul est l'éternel et l'immuable.

Le corps et l'âme sont des groupements d'atomes; nos facultés comme nos sens sont des manifestations d'atomes.

Quand ces groupements se dissocient, c'est la mort; mort de l'âme comme du corps.

Rien ne se perd, rien ne se crée.

Tout a commencé et même récemment. Or tout ce qui a commencé est sujet à périr.

Si quelque chose se formait de rien, toutes espèces d'êtres pourraient naître indifféremment sans germes particuliers.

Si quelque chose pouvait périr, on

verrait soudain des corps disparaître et s'évanouir.

L'immense machine du monde, après s'être soutenue durant tant d'années, s'écroulera en un moment.

Le temps n'est rien par lui-même. C'est par la connaissance des objets que nous nous rendons compte de ce qui s'est accompli dans le passé, de l'état présent et de ce qui va suivre, et l'on doit avouer que nul n'éprouve la sensation du temps en lui-même, indépendamment du mouvement des corps et de leur repos.

Le fluide le plus léger de tous est l'éther qui prend son cours au-dessus de la région de l'air et ne mêle point sa pure essence aux souffles tumultueux dont celle-ci est agitée. Laisant de côté notre monde en proie aux violents tourbillons, aux tempêtes capricieuses qui le tourmentent, il glisse avec tous ses feux d'un cours égal et assuré.

Quelle façon élégante de dire que l'éther est immobile ! Les relativistes qui prétendent que la vitesse de la lumière est uniforme et la même dans toutes les directions ne font que répé-

ter *Lucrèce* avec un retard de deux mille ans ! On sait que cette affirmation est démentie par *Einstein* et aussi par l'expérience.

Je citerai encore ces deux passages qui montrent bien que certains travers sont de tous les temps :

Les sots admirent et goûtent par-dessus tout les pensées qu'ils voient déguisées sous des figures singulières, et ils proclament vraies celles qui caressent les oreilles et sont parées de couleurs brillantes.

Il n'est point de vérité si facile à comprendre qu'elle ne rencontre d'abord moins de foi que d'incrédulité ; d'autre part, il n'est rien de si extraordinaire et de si surprenant dont on ne cesse à la fin de s'étonner.

Sa conclusion témoigne de sa sincérité et de sa résignation : *J'ai tout détruit ; je n'ai laissé subsister que la matière gouvernée par la fatalité que tempère le hasard ; et pour frais des efforts de mon génie, je me repose dans ma soumission au destin et dans l'attente du néant.*

On raconte, mais ce n'est pas certain, que *Lucrèce* tomba en démence et se suicida dans sa quarante-quatrième année.

Comme il croyait que le monde a eu un commencement et aura une fin, il est étonnant qu'il n'ait pas essayé de résoudre ce double problème que certaine école élude en niant la création. La lecture de l'ouvrage de *Lucrèce* est passionnante par la beauté des images sous lesquelles il dissimule son impuissance à traiter complètement la question des origines et de la vie. La raison de *Pascal* y sombra. La religion nous met, avec raison, en garde contre les dangers d'une curiosité qui ne peut toujours être satisfaite. Il y a des régions interdites à notre intelligence comme à nos appareils et à nos formules. On voudrait les voir signalées aux philosophes imprudents par des panneaux analogues à ceux qui défendent l'approche des alternateurs à haute tension, et sur lesquels on lirait : « Danger de mort ou de folie ! »

Les comparaisons internationales des étalons de fréquence pour oscillations électriques

traduit de l'allemand par le Commandant X...

I

MÉTHODES ET RÉSULTATS DES ANCIENNES COMPARAISONS PLAN ET ACCESSOIRES DES NOUVELLES COMPARAISONS

La première comparaison des échelles de fréquence du Physikalisch-Technisch Reichsanstalt (Institut physico-technique du Reich, PTR) en Allemagne, du Bureau of Standards (BOS), aux États-Unis de l'Amérique du Nord et du National Physical Laboratory (NPL) en Angleterre, eurent lieu en avril et mai 1924. Cette comparaison fut effectuée par la mesure à distance des fréquences d'un certain nombre de puissantes stations d'émission, mesure faite dans les trois laboratoires à comparer, à des époques prévues d'avance. Cette mesure donna pour PTR et pour NPL une concordance de résultats à un pour mille près, tandis que l'on observait à BOS, dans la bande de fréquence comprise entre 15.000 et 20.000 hertz, des valeurs qui étaient plus fortes de plusieurs pour mille que celles observées à NPL et à PTR.

Comme les difficultés dans l'exécution de ces mesures à distance ne permirent pas de décider avec certitude si les différences observées tenaient à des défauts des méthodes de mesure employées ou à des diminutions de

Le développement de la radio-diffusion a rendu nécessaire une police plus sévère de l'éther. Les travaux de l'Union Internationale de Radiophonie, et en particulier ceux du président de la Commission technique, M. Brailard, ont eu pour but de la rendre possible et, en permettant d'assurer le respect réciproque des émissions, ont concouru d'une façon particulièrement heureuse à un essor que peu d'arts ou d'industries ont connu si rapide.

Une autre conséquence est que des progrès considérables ont été réalisés dans la mesure des longueurs d'ondes ou des fréquences. Les propriétés du quartz ont fourni le principe de nouveaux appareils précis.

Mais ce qu'il importe, pour assurer la police de l'éther — qui est bien matière internationale — par des surveillances qui ne peuvent être que nationales, c'est que les échelles des fréquences utilisées par les différents pays soient, sinon identiques absolument, du moins suffisamment voisines les unes des autres, pour que les mesures effectuées restent comparables.

Une étude publiée dans le n° 33, mai 1929, du Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie, Zeitschrift für Hochfrequenztechnik, sous la signature de E. Giebe et A. Scheibe, nous donne un aperçu de cette question avec référence particulière aux appareils imaginés par le Physikalisch-Technisch Reichsanstalt.

Nous en extrayons ce qui suit :

l'échelle des fréquences, le résultat ne fut pas bon. La nécessité, qui en résultait, de répéter ces comparaisons internationales de fréquence devint d'autant plus pressante que les besoins pratiques de mesures précises des fréquences augmentaient d'une façon extraordinaire en très peu de temps. En particulier, en raison du développement de la radiodiffusion, le nombre des stations d'émission crût très vite, de sorte qu'un trafic exempt d'interférence n'était possible que si chaque station respectait aussi exactement que possible — c'est-à-dire pratiquement à $\pm 0,5$ 0/00 près — la valeur de la fréquence qui lui était attribuée par un accord international.

C'est de ce développement que naquit pour les laboratoires officiels la tâche de perfectionner les méthodes de mesure des fréquences, d'installer des échelles de fréquence d'une exactitude aussi grande que possible, et de les fixer par des étalons de fréquence aussi invariables que possible ; d'un autre côté, on devait s'efforcer d'atteindre, dans ces comparaisons internationales de fréquence, une exactitude de mesure considérablement plus grande que celle qui avait été atteinte dans les premières expériences que nous avons rappelées plus haut.

La découverte des résonateurs piézo-électriques par W.-G. Cady fut alors

TABLEAU N° 1.
Piézo-oscillateur BS 33465-D, à lame de quartz n° 15, sans thermostat.

| Laboratoire | Date | Fréquence f_a | Δf | Fréquence f_b | Δf | Fréquence f_c | Δf |
|--|---------------------------|--|-----------------|---|-----------------|---|-----------------|
| Amérique }
B O S } | Déc. 1925
Juillet 1927 | hertzs
75.300
75.330 | $\cdot 10^{-4}$ | hertzs
106.240
106.240 | $\cdot 10^{-4}$ | hertzs
455.400
455.570 | $\cdot 10^{-4}$ |
| B O S _m | | 75.315 | — 2,4 | 106.240 | + 2,6 | 455.485 | — 1,4 |
| Angleterre :
N P L | Février 1926 | 75.344 | + 1,5 | 106.273 | + 5,7 | 455.560 | + 0,2 |
| France :
T M | Juillet 1926 | 75.330 | — 0,4 | 106.100 | — 10,5 | 455.700 | + 3,3 |
| Italie :
I E | Sept. 1926 | 75.347 | + 1,9 | 106.200 | — 1,1 | 455.474 | — 1,6 |
| Allemagne :
P T R | Janvier 1927 | 75.331 | — 0,3 | 106.248 | + 3,4 | 455.525 | — 0,5 |
| Valeur moyenne
Ecart moyen Δm | | 75 333 hertzs
$\pm 1,3 \cdot 10^{-4}$ | | 106.212 hertzs
$\pm 4,7 \cdot 10^{-4}$ | | 455.549 hertzs
$\pm 1,4 \cdot 10^{-4}$ | |

d'un secours inestimable à de semblables comparaisons de fréquence ; dès 1921, Cady lui-même avait, à l'aide de quelques-uns de ses résonateurs, exécuté des mesures de comparaison dans différents laboratoires. Après que plusieurs expérimentateurs eurent, au cours des années suivantes, étudié les propriétés des résonateurs au quartz, le Bureau of Standards proposa en 1925 de les utiliser pour les comparaisons internationales de fréquence, sous la forme de ce qu'on a appelé les oscillateurs piézo-électriques.

Tandis que ces mesures au moyen des oscillateurs étaient en cours, le Reichsanstalt en a saisi l'occasion et a utilisé pour ces comparaisons internationales les résonateurs piézo-électriques lumineux de E. Giébe et A. Scheibe qui avaient été créés et améliorés dans ce laboratoire.

Au cours des comparaisons de fréquence faites en 1926 et 1927, on utilisait les étalons de fréquence suivants :

a) Deux oscillateurs piézo-électriques du Bureau of Standards ; ceux-ci n'étaient pas encore, comme le sera l'oscillateur cité à l'alinéa b, utilisé plus tard, munis d'un thermostat, qui a pour but de maintenir à une température définie et constante le cristal de quartz, qui possède un coefficient de température de fréquence assez élevé (ordre de grandeur : $3 - 5 \cdot 10^{-8}$ degrés).

b) Un oscillateur piézo-électrique du Bureau of Standards muni d'un thermostat.

c) Quatre résonateurs piézo-électriques lumineux du Physikalisch-Technisch Reichsanstalt.

Les laboratoires officiels de cinq Etats prirent part aux mesures de comparaison : Bureau of Standards (BOS) des Etats-Unis de l'Amérique du Nord ; National Physical Laboratory (NPL) en Angleterre ; la Télégraphie militaire (TM) en France ; l'Instituto Electrotecnico e Radiotelegrafico (IE)

en Italie ; le Physikalisch-Technisch Reichsanstalt (PTR) en Allemagne.

II

LE FRÉQUENCE-MÈTRE ÉTALON ET LA MÉTHODE DE MESURE DU PTR

L'appareil étalon de mesure des fréquences du Reichsanstalt a déjà été décrit en détail, de sorte qu'il suffit de donner ici une indication de ses propriétés essentielles. L'appareil comprend des circuits oscillants de Thompson, composé de bobines de self-induction de 10^{-1} , 10^{-2} , $5 \cdot 10^{-3}$, 10^{-4} , $5 \cdot 10^{-4}$ henrys et de condensateurs à air, fixes et exempts de perte de capacité variant de 10 en 10 $\mu\mu\text{F}$ depuis 50 jusqu'à 200.000 $\mu\mu\text{F}$, ainsi que de condensateurs variables de valeurs appropriées pour parfaire le réglage. Les fréquences propres des circuits oscillants sont définies par les bobines et les condensateurs mis en circuits ; elles sont étalonnées en valeurs absolues de la façon suivante :

a) Par le calcul, d'après la formule de Thomson, des self-inductions et des capacités mesurées en valeur absolue (y compris les capacités des bobines de self).

b) Par la méthode d'oscillation des harmoniques supérieurs, dans laquelle la fréquence de l'oscillation fondamentale est déduite du nombre de tours d'une machine en marche, ou observée avec l'aide du diapason.

L'exactitude relative des mesures dans la gamme de fréquence de l'une des bobines atteint $1 - 2 \cdot 10^{-8}$, l'exactitude absolue peut, après que l'on a constaté la constance provisoire de l'étalon de mesure au moyen d'expériences étendues sur une durée de plusieurs années, être estimée égale à $\pm 1 \cdot 10^{-4}$; en outre, pour une précision plus grande, on définit la fréquence à mesurer au moyen de plusieurs combinaisons d'inductances et de capacités. Dans les mesures précitées, quatre

inductances de $10^{-1.5}$, 10^{-2} , 10^{-3} et $5 \cdot 10^{-4}$ henrys respectivement et des capacités de 2.000 à 8.000 $\mu\mu\text{F}$ furent utilisées.

L'accord de fréquence-mètre étalon avec la fréquence d'émission à mesurer se fait par la méthode de résonance au moyen d'un galvanomètre à miroir et d'un circuit détecteur aperiodique. Pour éviter l'influence du couplage, aussi bien l'émetteur d'imitation que le circuit détecteur doivent être couplés en couplage très lâche avec le fréquence-mètre ; aussi ne pouvait-on mesurer directement les oscillations très faibles des piézo oscillateurs ; on ne pouvait les mesurer que par l'intermédiaire d'un émetteur auxiliaire de plus grande puissance. Cet émetteur fut accordé par un de ses harmoniques supérieurs sur l'oscillation du piézo-oscillateur, selon la méthode des battements au moyen d'un détecteur, d'un amplificateur et d'un téléphone ; sa fréquence fondamentale fut ensuite mesurée avec le fréquence-mètre étalon. Cette méthode indirecte offrait l'avantage que la fréquence fondamentale de l'émetteur auxiliaire, pour l'étendue des mesures des bobines de self-induction du fréquence-mètre alors utilisé, pouvait être choisie convenablement ; elle fut donc utilement appliquée à la mesure des résonateurs lumineux. (Voir chapitre V) Les erreurs provenant de cette méthode sont infiniment petites, car l'exactitude de la méthode des battements aux hautes fréquences est extraordinairement grande.

III

PIÉZO-OSCILLATEURS SANS THERMOSTAT COMME ÉTALONS DE COMPARAISON

Un oscillateur (B S 33465—D à lame de quartz N° 15) servit aux mesures faites sur lui par les divers laboratoires

successivement dans l'ordre suivant : Amérique, Angleterre, France, Italie, Allemagne, Amérique ; un deuxième oscillateur (B S 33465 — C à lame de quartz n° 16) subit l'épreuve dans l'ordre inverse. Les deux appareils furent expédiés du Bureau of Standards à des époques différentes de l'année 1926, et arrivèrent au PTR de telle sorte qu'ils purent être soumis à des mesures simultanées vers la fin de l'année 1926 et le commencement de l'année 1927.

Ils étaient tous deux de même construction et se composaient essentiellement d'une lampe amplificatrice, d'un circuit oscillant, d'un résonateur à lame de quartz et d'un milliampèremètre placé dans le circuit d'anode de la lampe pour la mesure de l'intensité du courant continu anodique.

La lame de quartz de forme circulaire avait un diamètre de 36 millimètres, une épaisseur de 6 millimètres, et se trouvait placée dans un logement construit en matériel isolant entre deux plaques de laiton nickelé qui servaient d'électrodes excitatrices ; ces électrodes pouvaient à volonté, au moyen d'un commutateur, être connectées soit avec la grille et la cathode, soit avec la grille et l'anode de la lampe.

Le résonateur avait trois oscillations élastiques fondamentales de fréquence : 75.000, 106.000 et 456.000 hertz sur lesquelles on avait à accorder, à l'aide d'un condensateur variable, le circuit oscillant qui se trouvait dans le circuit anodique de la lampe amplificatrice.

L'oscillateur fut mis en fonction comme suit : en partant de la position zéro du condensateur variable, on augmentait lentement et d'une façon continue sa capacité. A partir d'une certaine valeur de la capacité, lorsque s'établissaient les oscillations engendrées par le résonateur au quartz, l'intensité du courant continu anodique décroissait jusqu'à un minimum, atteint pour une position définie du conden-

sateur. Cette position franchie, le courant anodique revenait brusquement à sa valeur première, les oscillations cessaient. On s'arrangeait pour que le courant anodique eût à peu près la valeur minima ; les oscillations engendrées par le quartz avaient alors la plus grande intensité.

La manipulation de l'oscillateur était d'autant plus difficile que les fréquences de 75.000 et de 106.000 hertz ne pouvaient être atteintes qu'avec beaucoup de peine, cessaient souvent en cours des mesures et variaient d'amplitude en raison de leur faible stabilité. Il en résulta quelque incertitude dans la mesure de ces fréquences.

La troisième fréquence, celle de 456.000 hertz, s'établissait facilement ; elle se montra stable et fut mesurée avec plus de certitude.

Les résultats des mesures de tous les laboratoires sont réunis dans les tableaux 1 et 2.

Au BOS, les oscillateurs furent deux fois soumis à des mesures avant leur expédition de Washington et après leur retour. On donne la moyenne de ces mesures indiquées aux deux premières lignes (BOS_m de la troisième ligne). Cette moyenne est incorporée aux résultats des autres laboratoires pour obtenir la moyenne générale indiquée aux dernières lignes des tableaux.

Les diverses différences entre les résultats individuels et la moyenne générale sont données dans la colonne verticale marquée Δ ; elles vont de $-10,5 \cdot 10^{-4}$ à $+6,0 \cdot 10^{-4}$.

Les écarts moyens Δ_m par rapport à la valeur moyenne vont de $\pm 1,3$ à $\pm 4,7 \cdot 10^{-4}$, c'est-à-dire sont de quelques dixièmes pour mille.

Le résultat d'ensemble de cette comparaison représente un progrès net vis-à-vis des premières comparaisons exécutées au moyen de mesures à distance ; il est toutefois assez vraisemblable que les différences entre

les résultats des mesures des différents pays ne doivent pas être recherchées dans des différences de leurs échelle d'étalon de fréquence, mais dans les défauts des piézo-oscillateurs utilisés.

L'un de ces défauts est apparemment l'instabilité déjà signalée plus haut des oscillations aux fréquences de 75.000 et de 106.000 hertz.

Egalement, la constance provisoire de ces étalons de fréquence ne pouvait être suffisante pour la précision désirée des mesures de comparaison ; pour l'oscillateur 33465 — D, par exemple, on trouva au B O S au début et à la fin de toutes les mesures les deux valeurs 75.300 et 75.330 hertz, qui sont différentes de $4 \cdot 10^{-4}$.

Enfin s'ajoute encore à ceci l'incertitude qui provient des hauts coefficients de température de parcs oscillateurs ($3 - 5 \cdot 10^{-4}$ degrés).

Pendant que les comparaisons des oscillateurs, dont il vient d'être parlé, étaient en cours, le Bureau of Standards avait réalisé une meilleure construction : l'oscillateur était muni d'un thermostat qui avait pour but de maintenir constante la température du résonateur au quartz.

IV

PIÉZO-OSCILLATEUR A THERMOSTAT ÉTALON DE COMPARAISON

Le piézo-oscillateur comprend deux résonateurs à lame de quartz chacun d'une fréquence propre d'environ 200.000 hertz. Pour que leur température reste constante, ces résonateurs se trouvent dans un thermostat chauffé électriquement.

Le chauffage est mis en marche une demi-heure avant le commencement des mesures ; la température pendant les mesures fut de 46° centigrades. Pour le reste, l'appareil était en principe d'une construction semblable à

TABLEAU N° 2.

Piézo-oscillateur BC 33465-C, à lame de quartz n° 16 sans thermostat.

| Laboratoire | Date | Fréquence fa | Δf | Fréquence fb | Δf | Fréquence fc | Δf |
|--|-----------------------|---|-----------------|--|-----------------|--|-----------------|
| Amérique
BOS | Mai 1926
Déc. 1927 | hertz
75.037
75.048 | $\cdot 10^{-4}$ | hertz
105.870
105.875 | $\cdot 10^{-4}$ | hertz
455.833
455.840 | $\cdot 10^{-4}$ |
| BOS _m | | 75.042 | - 0,4 | 105.872 | - 2,5 | 455.836 | - 2,7 |
| Allemagne :
PTR | Janvier 1927 | 75.035 | - 1,3 | 105.879 | - 1,9 | 455.940 | - 0,4 |
| Italie :
IE | Mars 1927 | 75.090 | + 6,0 | 105.952 | + 5,0 | 456.152 | + 4,2 |
| France :
TM | Juin 1927 | 75.004 | - 5,5 | | | 455.940 | - 0,4 |
| Angleterre :
NPL | Juillet 1927 | 75.054 | + 1,2 | 105.891 | - 0,8 | 455.930 | - 0,7 |
| Valeur moyenne
Ecart moyen Δ_m | | 75.045 hertz
$\pm 2,9 \cdot 10^{-4}$ | | 105.899 hertz
$\pm 2,6 \cdot 10^{-4}$ | | 455.960 hertz
$\pm 1,7 \cdot 10^{-4}$ | |

TABLEAU N° 3.
Piézo-oscillateurs Y et Z du Bureau of Standards, à lame de quartz et thermostat.

| Résonateur | | Y | | Z | |
|--|----------------------------|---|-----------------|---|-----------------|
| Laboratoire | Date | Fréquence f | Δf | Fréquence f | Δf |
| | | hertzs | $\cdot 10^{-4}$ | hertzs | $\cdot 10^{-4}$ |
| Amérique)
B O S (| Juin 1928
Novembre 1928 | 200.122
200.115 | | 200.142
200.138 | |
| B O S _m | | 200.118 | — 0,3 | 200.140 | — 0,1 |
| Angleterre N P L | Juillet 1928 | 200.118 | — 0,3 | 200.128 | — 0,7 |
| France T M | Août 1928 | 200.134 | + 0,5 | 200.149 | + 0,4 |
| Italie I E | Août 1928 | 200.119 | — 0,3 | 200.137 | — 0,2 |
| Allemagne P T R | Août 1928 | 200.131 | + 0,4 | 200.152 | + 0,6 |
| Valeur moyenne f_m
Écart moyen Δ_m | | 200.124 hertzs
$\pm 0,4 \cdot 10^{-4}$ | | 200.141 hertzs
$\pm 0,4 \cdot 10^{-4}$ | |

celle qui a été déjà décrite au chapitre III.

Pour assurer autant que possible des conditions semblables de fonctionnement, des lampes oscillatrices (type UX210 pour tension anodique de 90 volts), des dispositifs de mesure de la tension des fils de chauffage et de l'anode furent construits.

M. Dellinger, du BOS, prit part personnellement aux mesures dans les divers laboratoires, mesures qui eurent lieu dans l'été de 1927. Au PTR, la mesure des deux fréquences fut faite d'après les mêmes méthodes qui avaient été aussi appliquées aux autres oscillateurs.

Les résultats de ces mesures sont donnés au tableau 3 dans le même ordre que furent disposés les tableaux 1 et 2 ; leur moyenne a été établie de la même façon.

Les deux lames de quartz sont désignées par les lettres Y et Z.

Les résultats de tous les laboratoires concordent beaucoup mieux les uns avec les autres que ceux des deux autres oscillateurs donnés aux tableaux 1 et 2. On peut attribuer ce fait à l'emploi d'un thermostat et aussi à d'autres améliorations de construction.

Les écarts des mesures individuelles de la valeur moyenne sont toujours inférieurs à $1 \cdot 10^{-4}$, atteignent au maximum $+ 5 \cdot 10^{-5}$ et $- 7 \cdot 10^{-5}$, et sont en moyenne de $+ 4 \cdot 10^{-5}$.

Ces bons résultats conduisent à la conclusion que les échelles étalons de fréquence des Etats prenant part aux mesures de comparaison concordent les unes avec les autres dans la zone de $2 \cdot 10^5$ hertzs à moins de ± 4 cent millièmes.

V.

LES RÉSONATEURS PIÉZO-ÉLECTRIQUES LUMINEUX ÉTALONS DE FRÉQUENCE

Au moment où commençaient les comparaisons dont il a été parlé, le Reichsanstalt avait déjà acquis une

certaine expérience de la méthode des résonateurs piézo-électriques lumineux, qui y avaient pris un bon développement, et qui apparaissaient des instruments d'avenir comme étalons de fréquence pour les comparaisons internationales. Une étude de la constance et de l'exactitude des indications de ces résonateurs avait déjà donné de bons résultats ; leur coefficient de température est très faible, plus de dix fois plus petit que celui des piézo-oscillateurs. Nous nous occuperons ailleurs des propriétés des résonateurs lumineux ; insistons seulement ici sur la grande simplicité de leur manipulation ; les accessoires nécessaires aux piézo-oscillateurs : batteries de chauffage et d'anode, ne sont pas nécessaires avec les résonateurs lumineux.

En se basant sur cette expérience, le Reichsanstalt adressa, en même temps que les piézo-oscillateurs dont il a été question, quatre résonateurs lumineux, numérotés 10.001 à 10.004, aux différents laboratoires pour exécution des mesures.

Les fréquences propres de ces résonateurs furent choisies plus élevées que celles des piézo-oscillateurs, parce qu'au point de vue pratique il était intéressant de savoir comment concordait entre elles les échelles de fréquence des différents pays dans cette zone si occupée des fréquences de la radiodiffusion. En tenant compte de ce fait, on construisit des résonateurs de fréquences égales à $5 \cdot 10^5$, $7,5 \cdot 10^5$, $2 \cdot 10^6$ et $4 \cdot 10^6$ hertzs ; on avait fait toutefois expressément remarquer qu'en raison du peu de temps dont on disposait ces résonateurs ne pouvaient être choisis et vérifiés d'une manière particulière en ce qui concernait leur constance et leur sensibilité ; on a eu donc affaire à des résonateurs lumineux de série qui, avant leur voyage circulaire, n'avaient subi qu'une seule fois des mesures au Reichsanstalt.

Un second résonateur de chaque fréquence resta au Reichsanstalt pour contrôle.

Les résonateurs nos 10.004 et 10.008 ($5 \cdot 10^5$ et $7,5 \cdot 10^5$ hertzs) dont on peut

voir la forme sur la figure 1, se composaient de petits parallélépipèdes de quartz, qui étaient excités dans leur oscillation fondamentale longitudinale. Les autres résonateurs, nos 10.002 et 10.001 ($2 \cdot 10^6$ et $4 \cdot 10^6$ hertzs), construits pour le reste d'une façon semblable, comprenaient des plaques de quartz quadrangulaires, et étaient excités dans une fréquence propre spécialement choisie de leurs oscillations élastiques de plaque.

L'ampoule de verre est remplie d'un mélange de néon et d'hélium, la pression du gaz n'est que de quelques millimètres de mercure.

Pour accorder un émetteur sur la fréquence propre d'un résonateur piézo-électrique lumineux, on utilise le procédé suivant : L'émetteur est d'abord réglé approximativement sur la fréquence propre du résonateur, par exemple, à l'aide d'un grossier ondemètre. Le résonateur est connecté aux extrémités d'une bobine convenablement choisie, qui est couplée inductivement avec l'émetteur. Pour les résonateurs nos 10.004 et 10.003 on utilise une bobine de 250 tours, pour les nos 10.002 et 10.001 des bobines de 75 et 35 tours respectivement. Les bobines sont du type ordinaire du commerce.

Le circuit du courant du résonateur n'a pas besoin d'être accordé sur sa fréquence propre. Les bobines n'ont qu'un but : produire aux résonateurs une tension alternative suffisamment élevée et facilement réglable par modification du couplage.

La bobine du résonateur est d'abord si étroitement couplée à l'émetteur que l'ampoule du résonateur se remplit d'une lueur faible.

On modifie ensuite très lentement la fréquence de l'émetteur jusqu'à ce que l'illumination du quartz indique la résonance.

L'émetteur doit être pourvu d'accessoires, tels que des condensateurs de faible capacité et le réglage précis qui permettent d'obtenir sûrement à un millième pour cent la fréquence voulue.

Pour trouver la résonance exacte de l'émetteur, le couplage entre l'émetteur

et la bobine du résonateur est fait peu à peu si lâche que le quartz n'éclaire juste que si la fréquence de l'émetteur a la valeur voulue.

Avec un couplage très lâche, l'étendue d'éclairage d'un résonateur sensible, c'est-à-dire l'intervalle de fréquence, à l'intérieur duquel l'éclairage persiste, est de quelques cent millièmes. On détermine d'abord les limites de cet intervalle par les indications du condensateur de l'émetteur pour lesquelles l'éclairage se produit ou cesse juste. Si l'on règle le condensateur à l'indication moyenne de ces deux indications limite, alors la fréquence de l'émetteur est égale à la fréquence du résonateur à 1.10^{-5} près environ.

La mesure des résonateurs lumineux se faisait de la même façon que celle des oscillateurs piézo-électriques. Comme le fréquence-mètre étalon du Reichsanstalt aux très hautes fréquences ne donne pas la haute exactitude de mesures recherchée, on utilisait encore cette fois, comme on l'a vu au chapitre II, un émetteur auxiliaire et, par la méthode des battements, on l'accorda de telle sorte que la fréquence de l'une de ses harmoniques supérieures fût juste égale à la fréquence fondamentale de l'émetteur accordé sur le résonateur lumineux. La fréquence de l'oscillation fondamentale de l'émetteur auxiliaire fut ensuite mesurée avec le fréquence-mètre étalon.

Les résultats de mesure de tous les laboratoires sont portés dans le tableau n° 4, de la même manière que dans les tableaux précédents. Leur moyenne est calculée de la même façon.

Le résonateur 10.001 fut brisé dans le transport d'Italie en France, et par suite ne fut pas utilisé pour les mesures ultérieures. Dans les deux premières lignes du tableau n° 4, on trouve les valeurs des fréquences mesurées avant

le départ des appareils et après leur retour ; ainsi que le montre l'excellente concordance des deux valeurs, le transport des appareils n'a apporté aucune modification sensible de l'étalon par rapport aux échelles de fréquence du Reichsanstalt.

Des chiffres portés au tableau 4 il ressort encore que les résultats de mesure des différents laboratoires faits avec le résonateur n° 10.003 indiquent de plus grandes variations que celles faites avec les résonateurs 10.002 et 10.004. L'hypothèse, qui se présente la première à l'esprit, que le résonateur n° 10.003 est beaucoup moins stable que les autres, n'est pas confirmée par les mesures suivies faites au Reichsanstalt à la fin des comparaisons internationales. Le résonateur en question se montra sous tous les rapports semblable aux autres en valeur.

Il semble donc que l'on doive admettre, soit que les échelles de fréquence vers $7.5.10^5$ hertz sont moins concordantes que vers 5.10^5 et 2.10^5 hertz, ce qui est peu vraisemblable, soit que nous nous trouvions en présence d'erreurs de mesure, qui sont accidentellement plus grandes avec un résonateur qu'avec les autres.

Pour les résonateurs n°s 10.002 et 10.004, les écarts avec la moyenne $\pm 4.10^{-5}$ et $\pm 6.10^{-5}$ sont du même ordre de grandeur que ceux trouvés avec le piézo-oscillateur à thermostat (tableau n° 3), $\pm 4.10^{-5}$. Le résultat des mesures faites avec le piézo-oscillateur pour la fréquence 2.10^5 est donc confirmé par les mesures faites aux résonateurs lumineux pour les fréquences 5.10^5 et 2.10^5 hertz.

CONCLUSION

- 1) Des comparaisons internationales des échelles-étalons de fréquence

des États-Unis de l'Amérique du Nord ont été effectuées par l'Angleterre, la France, l'Italie et l'Allemagne, au cours des années 1926 et 1927 avec 3 piézo-oscillateurs du Bureau of Standards et 4 piézo-résonateurs lumineux du Physikalisch-Technisch Reichsanstalt, qui ont circulé comme étalons de fréquence de laboratoires en laboratoires.

Les étalons de fréquence avaient les valeurs de 75.000, 106.000, 200.000, 456.000, 500.000, 750.000, 2.000.000 et de 4.000.000 hertz ;

- 2) Les échelles de fréquence des pays qui participèrent à ces mesures concordent à $\pm 1/25.000$ près.

3) Les gênes réciproques dans le trafic radiotéléphonique pratique peuvent donc être évitées, si les stations d'émission maintiennent leur fréquence d'émission en service exactement aux valeurs étalonnées par leurs laboratoires nationaux ;

- 4) Les piézo-oscillateurs, qui servent d'étalons de fréquence, doivent être maintenus à une température constante, fixée une fois pour toutes au moyen d'un thermostat.

Les résonateurs lumineux ont un coefficient de température beaucoup moins élevé et peuvent être utilisés sans thermostat ;

- 5) Quant à savoir lesquels des piézo-oscillateurs à thermostat ou des résonateurs piézo-électriques sont les plus appropriés à servir d'étalons de fréquence de haute précision, on peut dire, autant que les résultats de l'étude précédente permettent d'émettre un jugement, que les deux sortes d'appareils sont de valeur équivalente. Cependant, pour tirer au clair cette question, de nouvelles recherches et de nouvelles expériences sont nécessaires.

Au point de vue manipulation pratique, les résonateurs lumineux sont plus simples que les piézo-oscillateurs

TABLEAU N° 4.
Résonateurs piézo-électriques lumineux, du Physikalisch-Technisch Reichsanstalt.

| Résonateur n° | | 10.001 | | 10.002 | | 10.003 | | 10.004 | |
|--|--------------|---|-----------------|---|-----------------|---|-----------------|---|-----------------|
| Laboratoire | Date | Fréquence f | Δf | Fréquence f | Δf | Fréquence f | Δf | Fréquence f | Δf |
| Allemagne
PTR | Janv. 1927 | hertzs | $\cdot 10^{-4}$ | hertzs | $\cdot 10^{-4}$ | hertzs | $\cdot 10^{-4}$ | hertzs | $\cdot 10^{-4}$ |
| | Avril 1928 | 3.874.600 | | 1.996.740
1.996.750 | | 749.090
749.100 | | 500.330
500.330 | |
| PTR _m | | 3.874.600 | + 0,3 | 1.996.745 | + 0,3 | 749.095 | + 1,3 | 500.330 | — 0,2 |
| Italie IE | Avril 1927 | 3.874.400 | — 0,3 | 1.996.500 | — 0,9 | 748.920 | — 1,1 | 500.370 | + 0,6 |
| France TM | Juillet 1927 | | | 1.996.750 | + 0,3 | 748.860 | — 1,9 | 500.310 | — 0,6 |
| Angleterre NPL | Juillet 1927 | | | 1.996.730 | + 0,2 | 749.150 | + 2,0 | 500.380 | + 0,8 |
| Amérique BOS | Févr. 1928 | | | 1.996.700 | + 0,1 | 748.970 | — 0,4 | 500.300 | — 0,8 |
| Valeur moyenne f_m
Ecart moyen Δ_m | | 3.874.500 hertzs
$\pm 0,3 \cdot 10^{-4}$ | | 1.996.685 hertzs
$\pm 0,4 \cdot 10^{-4}$ | | 748.999 hertzs
$\pm 1,3 \cdot 10^{-4}$ | | 500.338 hertzs
$\pm 0,6 \cdot 10^{-4}$ | |

LA TECHNIQUE RADIOELECTRIQUE

APPAREILS, MÉTHODES ET FORMULES de MESURES

(Suite)

par Jean VIVIÉ, Ingénieur Civil des Mines

■ ■ ■ ■ ■

Electromètre à quadrants. — L'électromètre absolu est assez commode pour les mesures de potentiel, mais on peut utiliser des appareils plus sensibles et à lecture directe : ces appareils, s'ils ne sont plus des étalons de mesure, sont cependant très précis et conviennent dans la plupart des mesures de laboratoire.

L'électromètre à quadrant imaginé par lord Kelvin est une balance de torsion : les quadrants sont obtenus en coupant une boîte cylindrique plate par deux traits de scie rectangulaires, et en évitant les 4 secteurs au centre : entre les deux groupes de secteurs se trouve une large aiguille en forme de 2 secteurs opposés par le sommet, suspendue par un fil de torsion ZZ'.

Les quadrants $a_1 a_2$ sont reliés entre eux et portés à un potentiel V_1 : il en est de même des quadrants $b_1 b_2$, portés au potentiel V_2 : l'aiguille est au potentiel V_0 .

Au repos pour $V_0 = V_1 = V_2 = 0$ l'aiguille occupe la position de la figure 14. Supposons les potentiels appliqués : l'aiguille va obéir aux pressions électrostatiques et dévier de l'angle θ : dans cette position d'équilibre l'aiguille est soumise aux forces suivantes :

Les pressions électrostatiques sur les faces horizontales supérieure et inférieure, ainsi que sur les bords extérieurs concentriques aux quadrants, sont toutes opposées 2 à 2 et ne créent aucun couple.

Les pressions électrostatiques sur les bords rectilignes de l'aiguille se réduisent à 2 couples horizontaux de sens contraires : la densité en regard des quadrants $a_1 a_2$ est proportionnelle à la différence de potentiel entre l'aiguille et les quadrants, soit $V_0 - V_1$, et par suite le couple est :

$$C_1 = a (V_0 - V_1)^2$$

On a de même pour le second couple

$$C_2 = -a (V_0 - V_2)^2$$

Le couple total électrostatique

$$C_1 + C_2 = a [(V_0 - V_1)^2 - (V_0 - V_2)^2]$$

sera équilibré par le couple de torsion $c\theta$ du fil de suspension, d'où

$$c\theta = a [(V_0 - V_1)^2 + (V_0 - V_2)^2]$$

et par suite :

$$\theta = K (V_1 - V_2) \left(V_0 - \frac{V_1 + V_2}{2} \right)$$

L'angle de torsion sera donc :

Soit proportionnel à $(V_1 - V_2)$ si l'on prend V_0 constant et environ 1.000 fois plus grand que V_1 et V_2 .

Soit proportionnel à V si l'on réalise au moyen de piles ou d'accus la condition $V_1 = V_2 = Cte$.

Soit proportionnel à $(V_1 - V_2)^2$ si l'on a $V_0 = V_1$, cas intéressant pour les mesures de différence de potentiel alternatives.

Pour augmenter la sensibilité de l'appareil, lord Kelvin a constitué l'électromètre par une série de quadrants et d'aiguilles superposées au nombre de 15, avec une surface utile de 1,5 centimètre carré et une équidistance entre lames et quadrants de 0,25 centimètre.

Dans l'électromètre Moulin, les

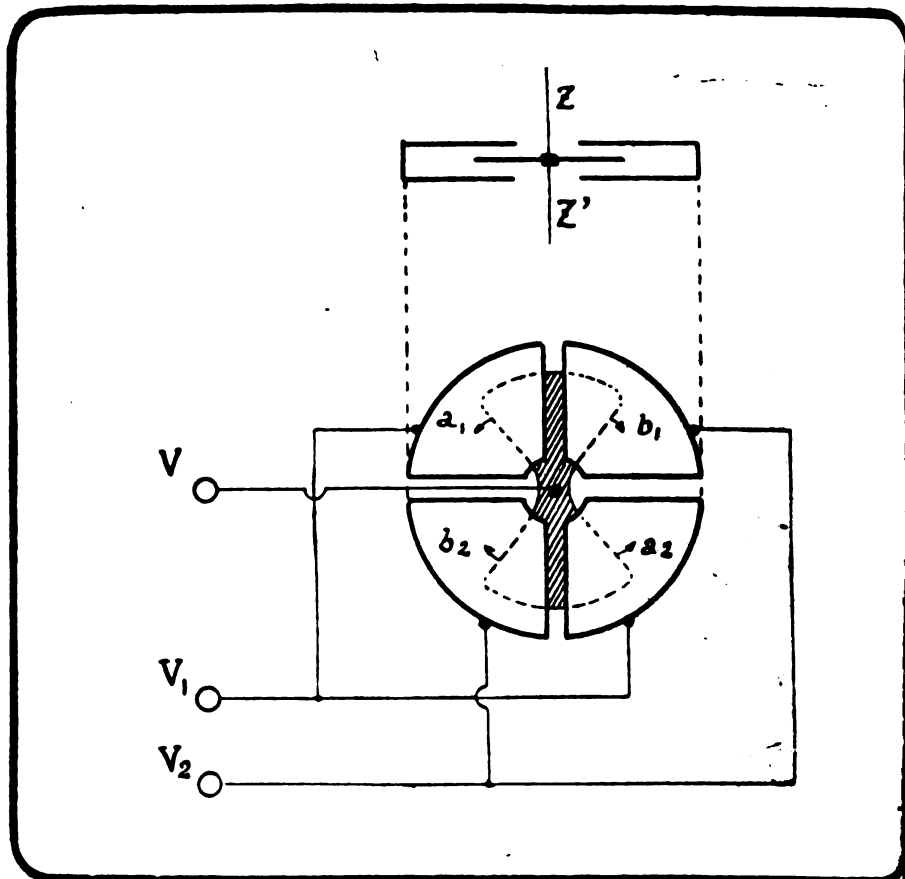


Fig. 14

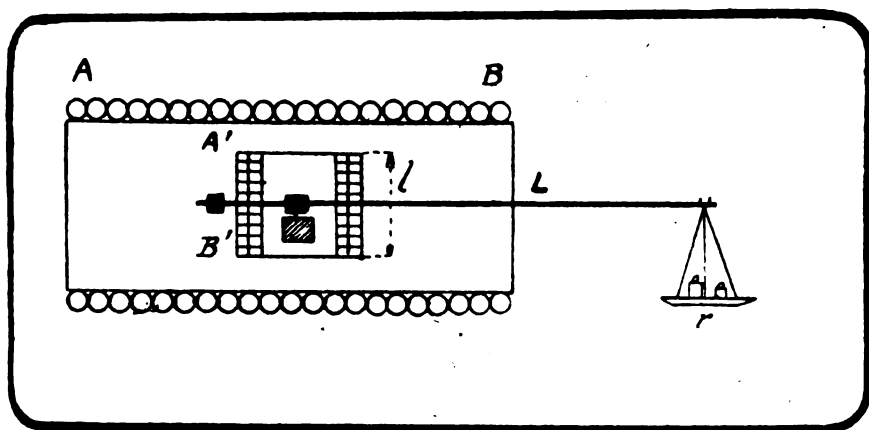


Fig. 15

quadrants sont rapprochés à 3 millimètres : isolés à l'ambroïne, leur symétrie parfaite par rapport à l'aiguille est assurée par la déformation légère de l'un d'eux au moyen d'une vis.

L'aiguille est une lamelle de mica argentée et est suspendue par un ruban de bronze très fin accroché au moyen d'un ressort à une pièce isolée : la mesure des déviations se fait par la méthode de Poggendorf.

Nous signalerons enfin l'électromètre de Mascart où l'aiguille est suspendue par deux fils de cocon attachés à ses extrémités : l'équilibrage des couples électrostatiques se fait alors par l'action de la pesanteur.

2° Électrodynamomètres

Les électrodynamomètres servent à la mesure des intensités de courant ; ils ne comportent pas d'aimants comme les galvanomètres, et on peut y distinguer comme dans les électromètres des appareils absolus et des appareils de précision à lecture directe. Ils servent à la fois en courant continu et alternatif.

Électrodynamomètre absolu. — Le courant parcourt en série une bobine fixe et une bobine mobile : si H est le coefficient d'induction mutuelle, un couple électrodynamique prend naissance que l'on peut calculer au moyen de la formule du travail ;

$$dT = i^2 \cdot dM$$

Dans la *balance de Pellat* la bobine fixe est un long solénoïde AB et l'équipage mobile un petit solénoïde $A'B'$ dirigé en position d'équilibre perpendiculairement à AB : le couple qui prend naissance lors du passage du courant tend à faire embrasser le plus grand flux possible à $A'B'$ et à l'orienter parallèlement à AB : ce couple est équilibré par des poids placés dans le plateau du fléau (fig. 15).

Le coefficient d'induction mutuelle est :

$$M = 4\pi \frac{NN'S'}{l} \cos \alpha$$

en appelant N et N' les nombres de spires, S' la section de $A'B'$, et l la longueur de AB : l'angle α est ici égal

à $\frac{\pi}{2}$. La formule du travail appliquée

à une petite rotation donne

$$\Gamma \cdot d\alpha = 4\pi \frac{NN'S'}{l} i^2 (-\sin \alpha) d\alpha$$

d'où

$$4\pi \frac{NN'S'}{l} i^2 = pL$$

équation qui donne i de façon absolue, toutes les quantités y figurant pouvant être mesurées exactement : on fait une correction (d'ailleurs calculable) pour tenir compte de ce que la bobine AB n'est pas infiniment longue.

Dans la balance de lord Kelvin, on trouve un appareil de haute précision, mais qui n'est pas absolu en ce sens que la forme des circuits (fig. 16) ne permet pas de calculer *a priori* la valeur de l'effort électrodynamique.

La balance de ce type utilisée au L. C. E. utilise des bobines fixes de 400 spires sur 36 cm. de diamètre et 2 cm. de haut... et des bobines mobiles de 200 spires sur 19 cm. de diamètre et 2 cm. de haut. Le sens de parcours du

courant est tel que les pôles créés tendent à faire basculer le fléau dans un certain sens : le couple proportionnel à i^2 est équilibré par un poids P se déplaçant sur une échelle graduée en $K \sqrt{i} = i$: un index permet de repérer la position d'équilibre du fléau.

Ampèremètres étalons à lecture. — Ce sont des électrodynamomètres du type balance de Pellat où la bobine mobile se déplace jusqu'à ce que la torsion d'un spiral équilibre le couple électrique.

Seule la bobine fixe est parcourue par la totalité du courant : la bobine mobile est branchée en dérivation avec shunt et résistance assurant un coefficient de température presque nul : la fig. 17 donne le schéma d'un tel ampèremètre où le changement de sensibilité s'opère par changement du shunt S . Dans d'autres modèles (fig. 18) la bobine mobile légère — qui a son circuit complété par des résistances sans coefficient de température et sans self-induction appréciable — est montée en parallèle avec la bobine fixe dans le champ de laquelle elle est placée : le changement de sensibilité se fait par la mise en série ou en parallèle des deux portions de la bobine fixe inductrice : on peut construire également des appareils à trois sensibilités, dans lesquels on dispose alors en parallèle avec les deux portions précédentes (elles-mêmes en parallèle) un troisième enroulement.

ACCESSOIRES

L'utilisation des appareils de mesure dans les circuits de mesure exige le plus souvent l'emploi d'appareils accessoires : nous avons déjà vu l'emploi des *shunts* qui permet de mesurer les fortes intensités avec des ampèremètres courants. D'autres appareils sont également utilisés :

Transformateurs de mesure. — En courant alternatif les transformateurs de mesure permettent d'utiliser des appareils de mesure pour des valeurs des courants ou des tensions qui rendraient impossible la fabrication des appareils, ou leur usage dangereux. On

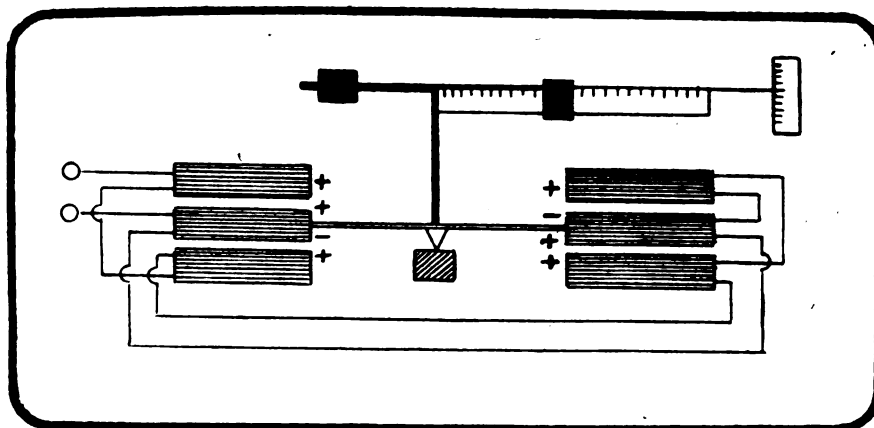


Fig. 16

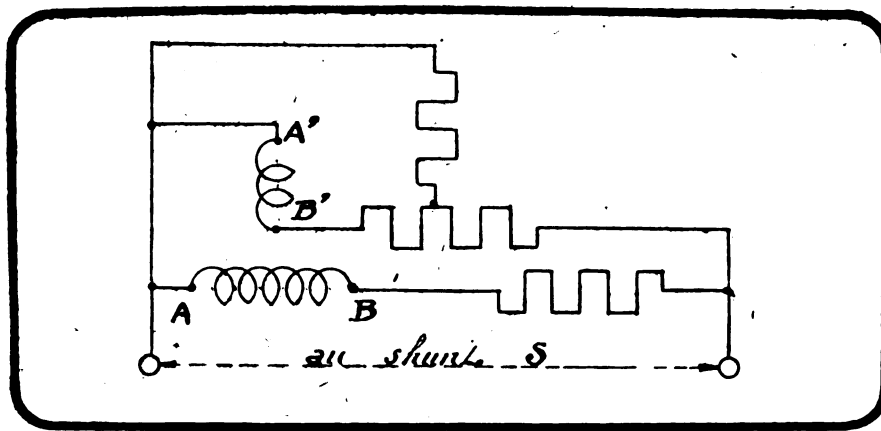


Fig. 17

distingue les *transformateurs de courant* qui servent à alimenter les ampèremètres, et les *transformateurs de tension* qui permettent d'utiliser dans les circuits de mesure des voltages peu élevés.

Les transformateurs de mesure sont constitués comme les transformateurs normaux par deux enroulements primaire et secondaire bobinés sur un noyau magnétique : ils sont isolés à l'air, à l'huile ou noyés dans une masse solide. Mais leur calcul et leur fabrication doivent être très soignés de façon à obtenir de ces transfos les qualités essentielles suivantes :

Rapport de transformation très exactement connu, dans le cas de simple mesure de courants ou de tensions.

Influence très réduite du facteur de puissance du réseau dans le cas d'un transfo de tension servant à la mesure d'une puissance.

Déphasage entre les intensités primaire et secondaire le plus réduit possible, dans le cas d'emploi des transformateurs de courant : on obtient assez facilement des angles de déphasage de 30' et l'on réduit cette valeur à 7' par le *compoundage* : un enroulement auxiliaire alimenté par du courant alternatif amène le fer à son point de perméabilité maximum et permet ainsi d'augmenter la puissance de précision (puissance disponible au secondaire pour laquelle l'erreur introduite par le transfo est inférieure à une certaine limite).

Les transformateurs de mesure (fig. 19) fonctionnant par de très fortes tensions et des intensités considérables exigent naturellement un isolement très soigné. Le circuit magnétique est constitué par des tôles d'acier au silicium de qualité supérieure, et les joints sont aussi soignés que possible : mais, à part ces détails de réalisation, le transformateur de mesure ne diffère pas du transformateur ordinaire de puissance.

Résistances et capacités étalons. —

Les résistances et capacités sont à la base de toutes mesures, et il est assez facile d'en établir des modèles présentant des valeurs définies avec grande

précision : la réalisation de selfs étalons qui serait précieuse pour le courant alternatif est malheureusement beaucoup plus délicate.

La réalisation des résistances étalons pose le problème de la variation de la résistivité des métaux et alliages avec la température : en effet le passage du courant provoquant un échauffement de la résistance, et par suite une augmentation de la résistivité de 1/270 par degré C, change la valeur de l'étalon : les métaux purs ont des résistivités faibles et sensibles à la température :

argent à 0° $\rho = 1,5$ microhm.
cuivre $\rho = 1,6$ —

aluminium $\rho = 3$ microhms

fer $\rho = 9$ —

Par contre les alliages très résistants ont un taux de variation faible : pour les suivants

manganin 84 % Cu $\rho = 23,3 \mu\omega$
12 % Mn
4 % Ni

constantan (Cu, Ni)

ferro nickel (Fe, Ni) $\rho \rightarrow 80$

le coefficient de température est négligeable dans les conditions d'emploi normales : on utilise beaucoup le manganin qui n'a que le seul défaut d'être très oxydable par suite de la présence du manganèse : sa résistivité présente un léger maximum à 50°, puis un minimum, et ensuite augmente fortement avec la température.

Il faut remarquer en passant que les corps mauvais conducteurs :

Verre à 20° $\rho = 90$ mégohms

Gutta $\rho = 200$

présentent une résistivité qui diminue lorsque la température augmente : il est ainsi des filaments de charbon des lampes carbones.

Signalons également la variation de la résistivité du bismuth avec le champ magnétique (qui est utilisée dans certaines mesures)... et celle de la résistivité du sélénium avec la lumière.

La réalisation des *boîtes de résistance* exige d'abord celle de résistances étalons à très faible coefficient de self-induction : les résistances sont bobinées

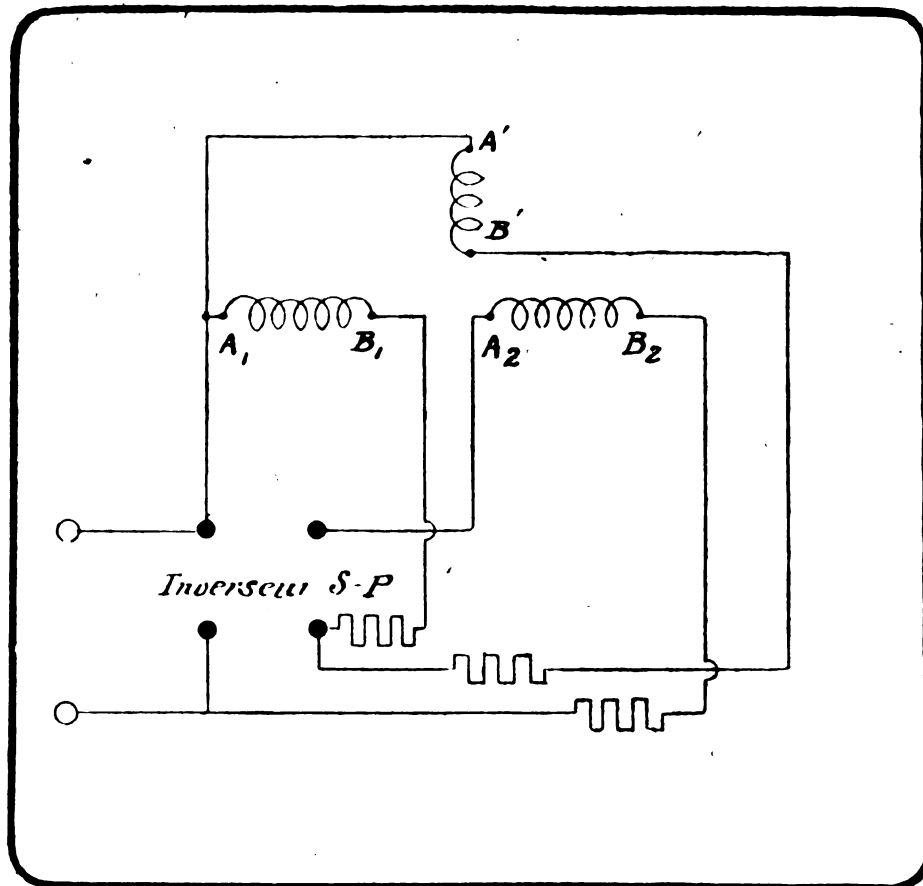


Fig. 18

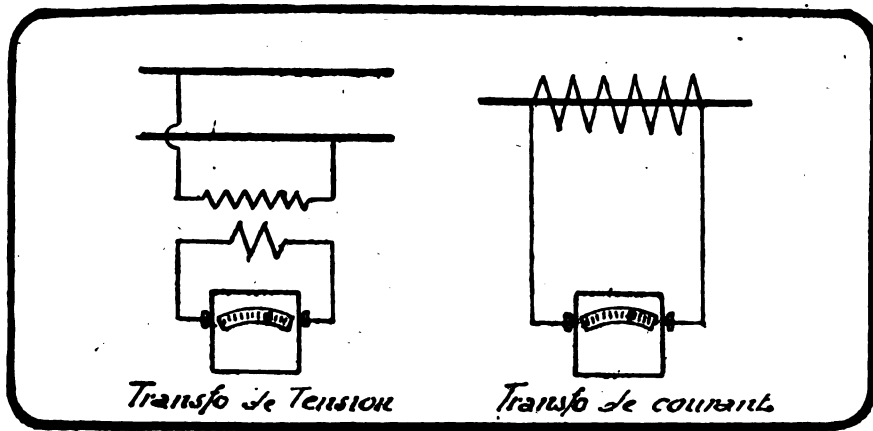


Fig. 19

avec du fil de manganin préalablement doublé par repli sur lui-même.

Les extrémités des résistances étalons aboutissent à des plots isolés qui peuvent communiquer par l'enfoncement de fiches coniques ou chevilles en cuivre : la résistance de contact est réduite au minimum.

Les valeurs des résistances sont réparties comme celles des poids d'une boîte de poids de façon à réaliser avec le minimum de résistances toutes les valeurs unité par unité jusqu'au maximum fixé par le constructeur.

Il convient de citer la résistance étalon de 1 ohm qui était à la base des mesures de précision : l'ohm légal est la résistance à 0° d'une colonne de mercure de 106,3 cm. de long et pesant 14 gr., 4521 (la section est de 1 mm²) : le véritable étalon de l'ohm est maintenant obtenu différemment (voir mesure des résistances).

Les condensateurs étalons sont réalisés directement d'après l'application des formules de capacité des condensateurs à air

$$C = \frac{S}{4\pi e}$$

condensateur sphérique

$$C = \frac{R_1 R_2}{e}$$

condensateur cylindrique

$$C = \frac{1}{2 \log \frac{R_1}{R_2}}$$

Les condensateurs étalons secondaires sont à diélectrique solide ou liqui-

de : ces diélectriques présentent l'inconvénient connu de la décharge résiduelle, et ceci d'autant plus qu'ils sont chimiquement moins purs : le mica est presque exempt du phénomène de résidu et est par suite uniquement em-

ployé : son pouvoir inducteur spécifique est de 8.

Piles électriques étalons. — Les piles sont des étalons secondaires dont la force électromotrice a été déterminée avec soin en fonction de la température.

L'élément *Latimer-Clark* est constitué par du mercure (pôle +) recouvert d'une bouillie de $\text{SO}_4\text{Hg}^2 + \text{SO}_4\text{Zn}$ on plonge une lame de Zn (pôle -). La f.é.m. en circuit ouvert est

$$E = 1,434 [1 - 0,00077 (t - 15)]$$

L'élément *Weston* est moins polarisable et sa f. é. m. plus constante est

$$E = 1,018 [1 - 0,00004 (t - 15)]$$

Il est constitué par du mercure (pôle +) où plonge un fil de platine, une solution de SO_4Hg^2 et SO_4Cd (avec cristaux en excès de ce dernier), et un amalgame de cadmium (pôle -) où plonge un second fil de platine.

(A suivre.)

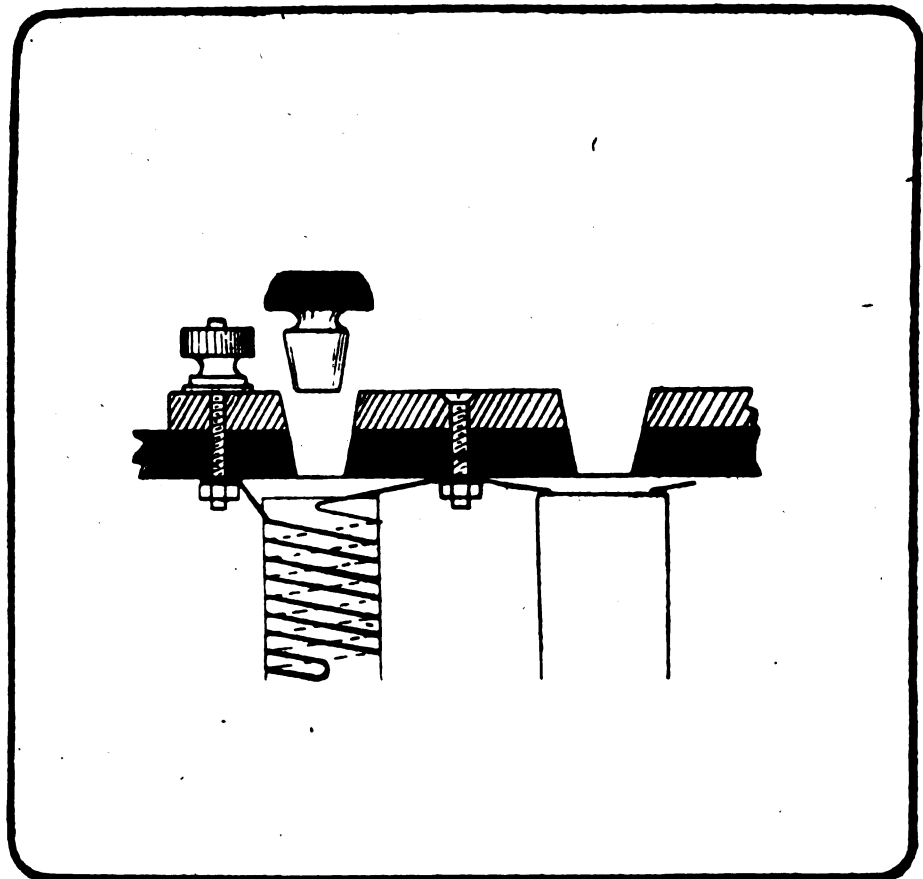


Fig. 20

■ ■ ■ ■ ■

LE FILM SONORE

Par Jean VIVIÉ, Ingénieur civil des Mines

■ ■ ■ ■ ■

DÉPUIS quelques mois déjà, le public a pu voir et entendre dans plusieurs salles de cinéma de Paris divers films sonores : ceux-ci, de qualité et d'importance assez inégales, ont été obtenus par des méthodes différentes, les unes mises au point en Amérique, d'autres travaillées en Europe.

Notre but est de décrire les moyens mis en œuvre pour enregistrer, puis reproduire, les films sonores.

Nous voudrions tout d'abord rappeler en quelques mots quels films sonores furent présentés à Paris :

En première date, se placent les auditions des films sonores *Gaumont-Petersen-Poulsen* : on y présenta des virtuoses du violon ou du piano, des conférenciers, et quelques actualités font bien rendues (tel le film du passage de la Musique Royale dans les rues de Copenhague) : en outre un accompagnement d'orchestre et chant synchronisé avait été réalisé pour la bande de J. Feyder : *l'Eau du Nil*.

Les procédés américains *Movietone* et *Vitaphone* furent donnés peu après dans diverses salles : nous rappellerons *Ombres blanches*, *les Vierges nouvelles* (procédé Movietone), *le Chanteur de Jazz* (procédé Vitaphone) et les *Actualités parlantes Paramount* (procédé Fox Movietone).

Quelle fut l'impression du public? Assez bonne en général en ce qui concerne les films à scénario avec accompagnement sonore et synchronisation des chants. Mais l'on peut dire que l'accueil fut enthousiaste pour les *Actualités parlantes* : cela se conçoit facilement. Voir une course de canot automobiles et entendre les vrombissements des moteurs — voir un puits de pétrole en feu et avoir le bruit si caractéristique d'une flamme jaillissant sous pression — voir une foule et entendre ses acclamations... voilà qui change totalement le caractère des films d'actualités et leur donne un intérêt puissant.

Parlez à ceux qui ont assisté aux funérailles du Maréchal Foch et qui ont vu et entendu ensuite le film sonore correspondant, ils ne vous cacheront pas leur surprise : le bruit sourd du pas lent des troupes en cadence avec les musiques militaires,

Nos lecteurs trouveront au cours de cet article quelques détails sur la mise au point et la réalisation des procédés qui permettent actuellement de « voir et d'entendre » des scènes chantées et parlées, ou mieux, des « actualités parlantes ». Malgré les polémiques que le film sonore a suscitées surtout dans le monde des musiciens — et bien que des progrès restent certainement à faire — nous devons admirer l'œuvre accomplie par les techniciens de l'image et du son.

le crissement des roues sur le gravier au passage du cercueil du chef, sont d'un réalisme merveilleux : on surprend les ordres brefs donnés à voix basse et l'étouffement des sons dans la brume est fort bien rendu. Quand, à la fin du film, passent les tambours français et qu'entre deux roulements on voit le cheval d'un officier se cabrer et qu'on entend son hennissement, le public justement surpris par le réalisme de cette petite scène part en applaudissements : ce geste spontané en dit long sur la valeur des procédés et la réussite des « actualités parlantes ». Là est, je crois, l'avenir actuel du film sonore, plutôt que dans la réalisation

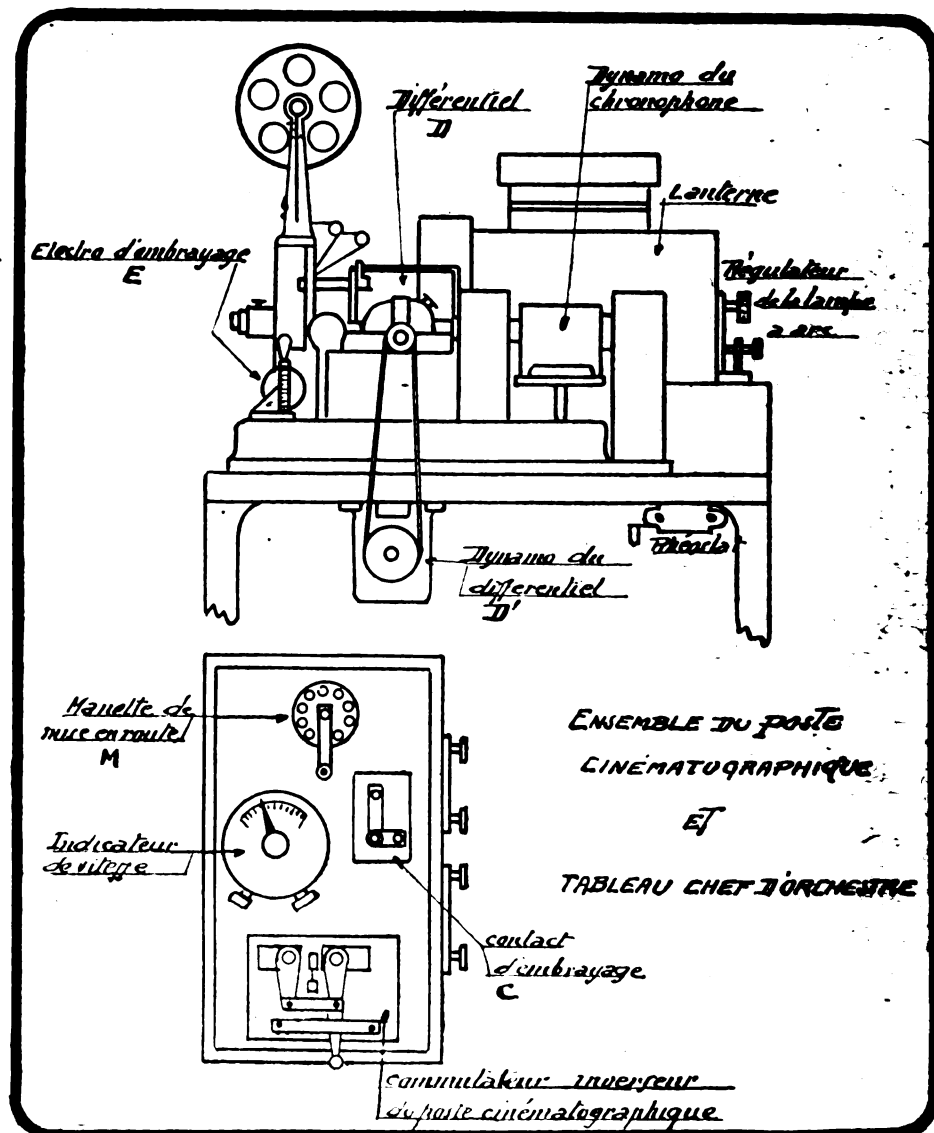


Fig. 1

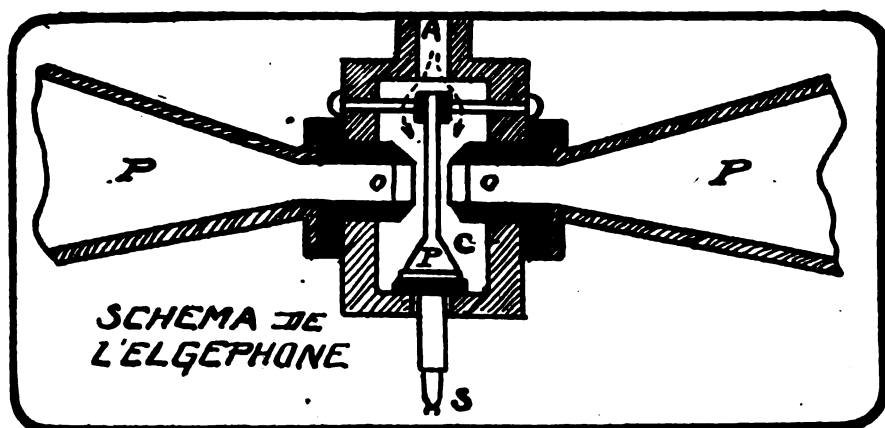


Fig. 2. — L'air comprimé arrivant par A passe dans la chambre C où la palette P vibre sous l'action du saphir S... et s'échappe par les pavillons P.

de scénarios parlés et chantés : mais il ne peut s'agir que d'une impression de début.

Nous allons passer maintenant à l'exposé technique des procédés de *film sonore*, et nous ne voudrions pas oublier de commencer par un rappel sur une belle réalisation française que nos lecteurs auraient peut-être pu oublier.

UN PRECURSEUR : LE FILM PARLANT GAUMONT

Le film sonore ne date pas d'aujourd'hui : si même l'on considère tous les brevets pris à ce sujet et les perfectionnements — déjà assez anciens — des moyens à utiliser, on pourrait s'étonner que le film sonore soit venu si tardivement. Mais n'oublions pas que les procédés coûtent fort cher à mettre au point et immobilisent des capitaux considérables : de là vient le retard...

Or, si inventer est bien, réaliser est peut-être une tâche encore plus délicate. Pourtant, dès 1909, la réalisation et l'exploitation d'un procédé de film sonore était chose faite : l'antériorité en cette matière est donc française et nous la devons à l'industriel L. Gaumont.

Le premier appareil fut appelé *chronophone* et ce mot explique le principe du procédé des *film parlants* : synchronisation à l'enregistrement comme à la reproduction des mouvements du film et du disque sur lequel sont enregistrés les sons.

La figure 1 montre l'ensemble du poste cinématographique et du tableau chef d'orchestre qui résolvent les deux problèmes de la mise en route et de la synchronisation : la coïncidence entre le début de la projection du film et le début de l'audition phonographique était assurée par un système de démarrage électrique dont les éléments sont :

la manette de mise en route M, le contact d'embrayage C du tableau, l'électro-embrayage E du poste.

La synchronisation entre le déroulement du film et la rotation du disque était assurée par un différentiel D actionné par sa dynamo D' et branché sur la dynamo D'' du chronophone.

Si le problème mécanique était ainsi résolu de façon parfaite, le problème sonore souffrait de l'imperfection des moyens existants. On en était à l'époque où l'enregistrement des disques se faisait en plaçant le chanteur devant un énorme pavillon

muni au fond de la membrane qui devait inscrire ses vibrations sur la cire. Par suite le *film parlant Gaumont* devait se borner à donner des scénettes où les acteurs étaient fort près de l'objectif et du pavillon sonore. Le type courant de *film parlant* était par exemple un morceau de chant d'opéra ou d'opéra-comique où l'on voyait l'artiste costumé au tout premier plan et juste derrière lui quelques choristes (un des meilleurs enregistrements fut celui des couplets du Petit Bossu du *Petit Duc*). Il y avait aussi des scénettes comiques ; je citerai celle qui fut la plus goûtée à l'époque : un voleur, qui opérait dans une pièce, était surpris par l'arrivée des occupants et se cachait sous la table ; à ce moment une « voix dans la salle » le dénonçait et le voleur découvert invectivait le spectateur mouchard !

Si l'on songe que ces *film parlants* étaient donnés dans la grande salle de l'Hippodrome, il y a lieu de s'étonner de la puissance de la reproduction phonographique. Celle-ci était assurée par l'amplificateur de sons *Elgéphone* que représente la figure 2 et qui utilisait l'air comprimé : le réglage du détendeur permettait, en faisant varier la pression de l'air, de graduer la force

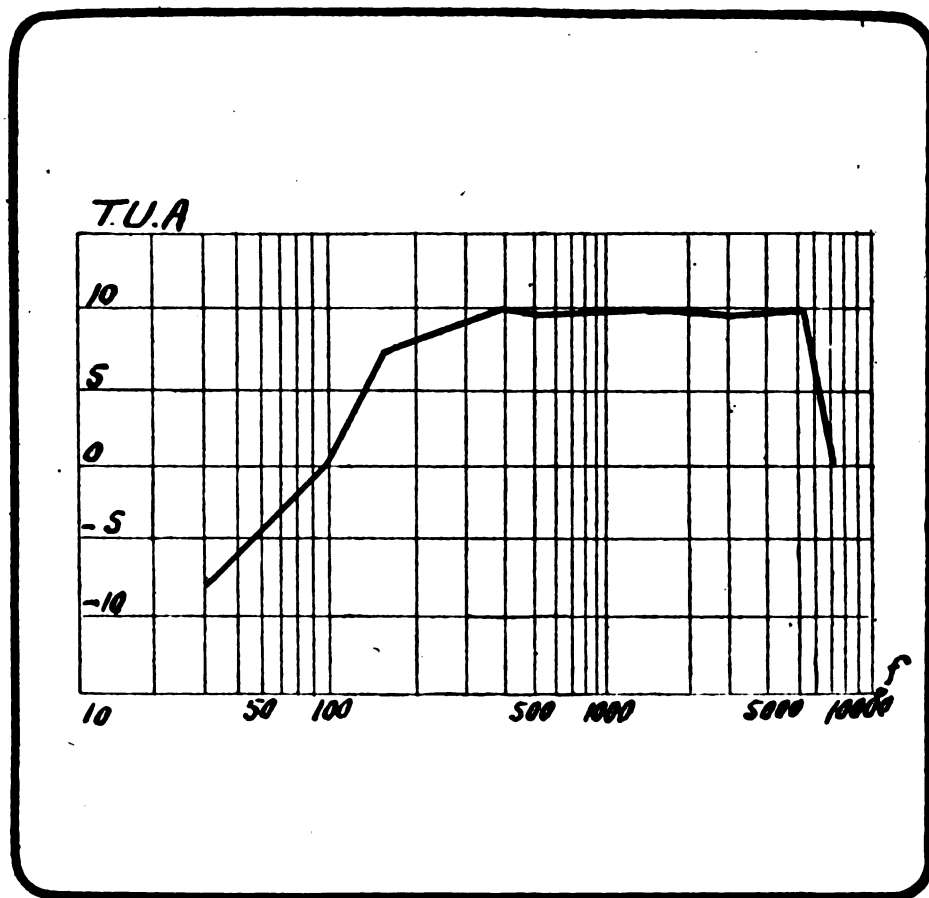


Fig. 3

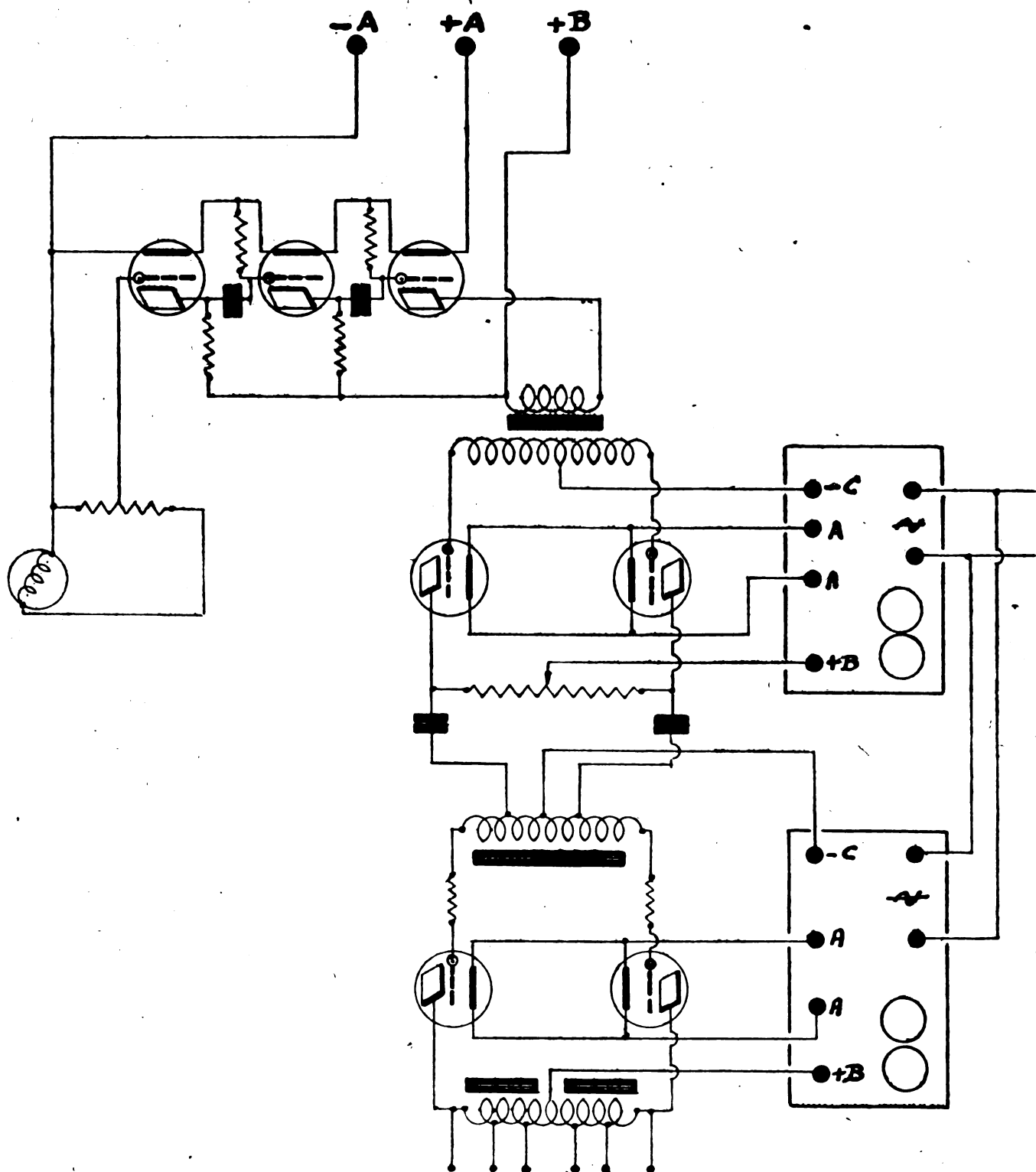


Fig. 4

de l'audition et d'obtenir d'assez jolis effets.

Le procédé du Film parlant Gaumont était juste, et nous le retrouvons intégralement dans un procédé moderne

que nous allons maintenant décrire.

LE PROCÉDÉ VITAPHONE

La synchronisation entre le déroulement du film et la rotation d'un disque,

ici aussi réalisée mécaniquement, font que les seuls progrès que nous trouvons dans le *Vitaphone* par rapport au *Chronophone Gaumont* résident dans la technique d'enregistrement des disques.

Le disque original placé sur le tour de gravure — mû en synchronisme avec l'appareil de prise de vues — mesure de 30 à 43 centimètres de diamètre (12" à 17") et permet ainsi d'obtenir des auditions qui durent jusqu'à 10 minutes.

La coupe est du type latéral, c'est-à-dire que la gravure est de profondeur constante et qu'elle opère transversalement au sillon spiral : c'est la technique d'enregistrement des disques à aiguilles, mais ici le style graveur

une longue audition : le procédé est donc assez économique, surtout si on le compare aux procédés d'enregistrement sur film que l'on verra plus loin.

A partir du disque original la fabrication des disques normaux se fait par la technique devenue courante. Le disque original « wax » (cire) est enduit d'une couche conductrice extrêmement fine et est ensuite passé à la galvanoplastie : le premier électrolyte est le « master » qui donne

qu'à 7 watts. L'alimentation des 2 derniers étages est faite séparément pour chacun d'eux : le redresseur du quatrième étage utilise deux lampes de 1,5 watts... et le redresseur de l'étage de puissance deux lampes de 50 watts dont la grille et la plaque sont connectées en parallèle; les 3 premiers étages à résistance sont alimentés par piles sèches. De même les filaments des lampes des 2 derniers étages sont chauffés en alternatif brut, tandis que les lampes des 3 étages à résistances sont alimentées en série par accumulateurs.

Un tel amplificateur est capable d'actionner de 4 à 6 haut-parleurs électrodynamiques puissants qui seront disposés derrière l'écran et sur les côtés de la toile. L'audition est assez pure, vu qu'elle provient de la reproduction de disques enregistrés avec soin : à côté de cette qualité qui, jointe à l'économie réalisée par les disques sur le film, explique la faveur dont jouit aux États-Unis le procédé décrit... les Américains joignent l'avantage suivant : il est possible par grattage sur le disque de supprimer des bruits parasites ou même des mots qui auraient été prononcés inconsiderément par les artistes : on peut encore intercaler des scènes supplémentaires avec facilité. Toutefois, il semble que les mêmes avantages existent avec l'enregistrement sur film, étant donné que le film phonographique et le film cinématographique sont ordinairement séparés à l'enregistrement.

LES PROCÉDÉS MOVIE-TONE

Les procédés *Movietone* ont été mis au point par les « Bell Laboratories », où fut également conçu le procédé *Vitaphone*.

Pour montrer de suite l'originalité du procédé *Movietone*, examinons la figure 5 qui représente le film de projection (cotes en %) : la bande cinématographique est du type standard de 25 % avec perforation à 4 % 75 ; l'image a donc toujours 18 % de haut, et l'intervalle entre axes des images est de 19 %. Mais la largeur d'image, qui est dans le film standard de 25 %, est ici occupée à la fois par l'image, réduite à 21 %, et par la bande d'enregistrement sonore. Cette bande de 3,8 est occupée à gauche par un intervalle opaque de 0 % 43 à droite par les hachures successives de l'enregistrement sonore, hachures qui ont 2,5 % de long et qui laissent par suite à droite un intervalle blanc de 1/10 de %.

On aperçoit donc de suite un gros

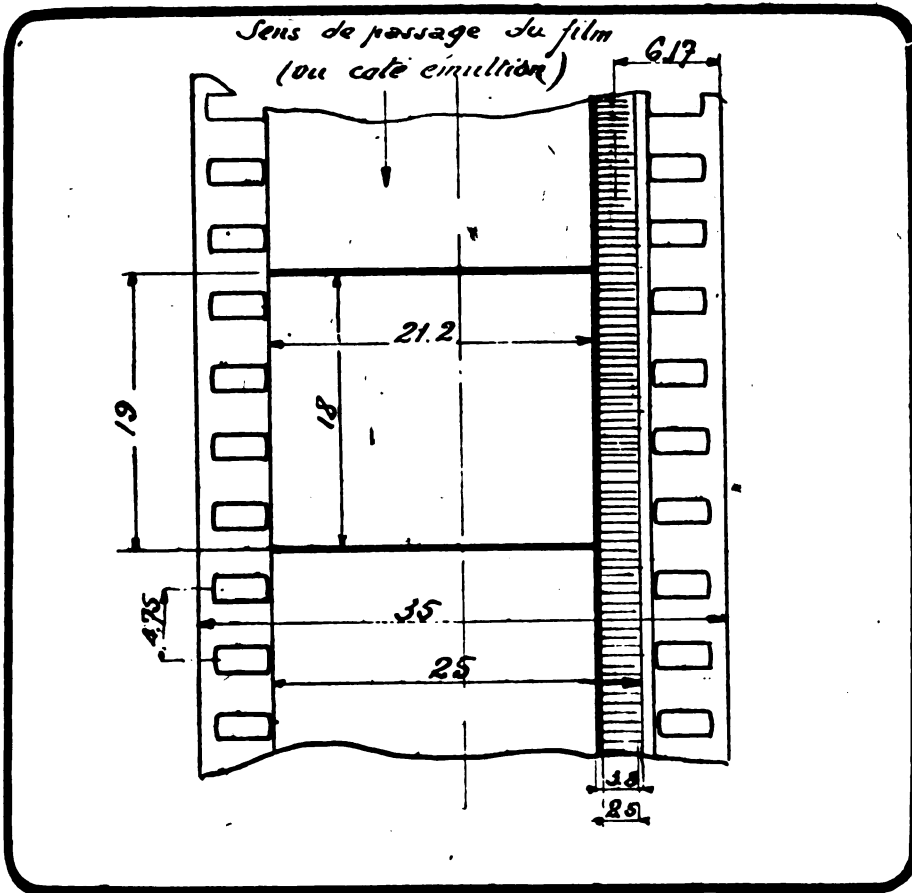


Fig. 5

parcourt le disque, du centre à la périphérie : on obtient de la sorte, à la reproduction, une usure moindre et on évite tout dérailage de l'aiguille.

Les sons captés par un microphone sont amplifiés par des étages à lampes à 4 électrodes et le courant de sortie actionne le graveur électromécanique ; le dispositif reproduit les fréquences de 30 à 5.000 cycles, ainsi que le montre la caractéristique de la figure 3.

La vitesse de coupe varie entre 35 et 70 cm/sec (70 à 140 ft/min) et l'espacement entre spires successives est d'environ 0,1 % (0,004").

C'est grâce à ces spires très resserrées et à la faible vitesse de rotation du disque (à peu près moitié de la vitesse des disques normaux) que l'on obtient

par galvanoplastie un positif dont on tire un moulage métallique ou « stamper » ; avec ce moulage on peut fabriquer à la presse plus d'un millier de disques.

A la reproduction, le procédé *Vitaphone* utilise un pick-up électromagnétique qui attaque un amplificateur BF à 5 étages (fig. 4) : les 3 premiers étages sont à liaison par résistances et sont équipés avec des tubes à montage antimicrophonique ; un quatrième étage push-pull utilise des lampes Western Electric 205.D dont la puissance watts output est environ 1,5 ; le cinquième étage push-pull de puissance est monté avec les lampes W. E. 211 D d'une puissance nominale de 50 watts, mais qui ne sont utilisées

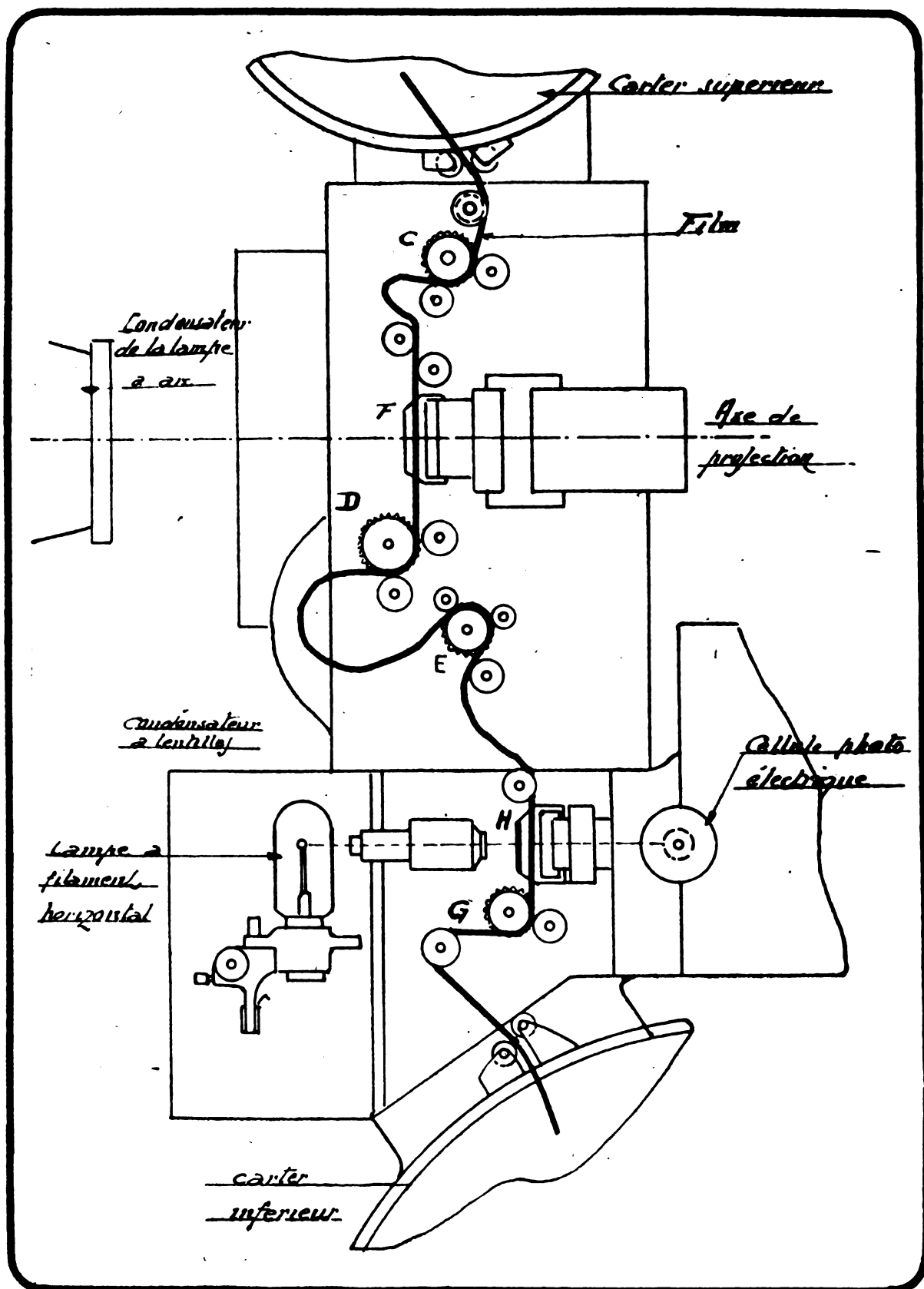


Fig. 6

avantage du procédé qui n'exige pour la reproduction qu'un seul film standard... ceci au prix d'une légère réduction de la largeur de l'image.

Puisque nous avons commencé à décrire le procédé, en somme à rebours...

nous allons continuer dans cette voie qui est assez logique, étant donné que la reproduction pose des problèmes bien moins délicats que l'enregistrement des impressions sonores en synchronisation avec la prise de vues.

Nous donnons figure 6, une vue schématique montrant l'agencement du projecteur : le film sortant du carter supérieur est tiré par la molette C et passe dans la fenêtre F de projection ; le mouvement du film dans cette

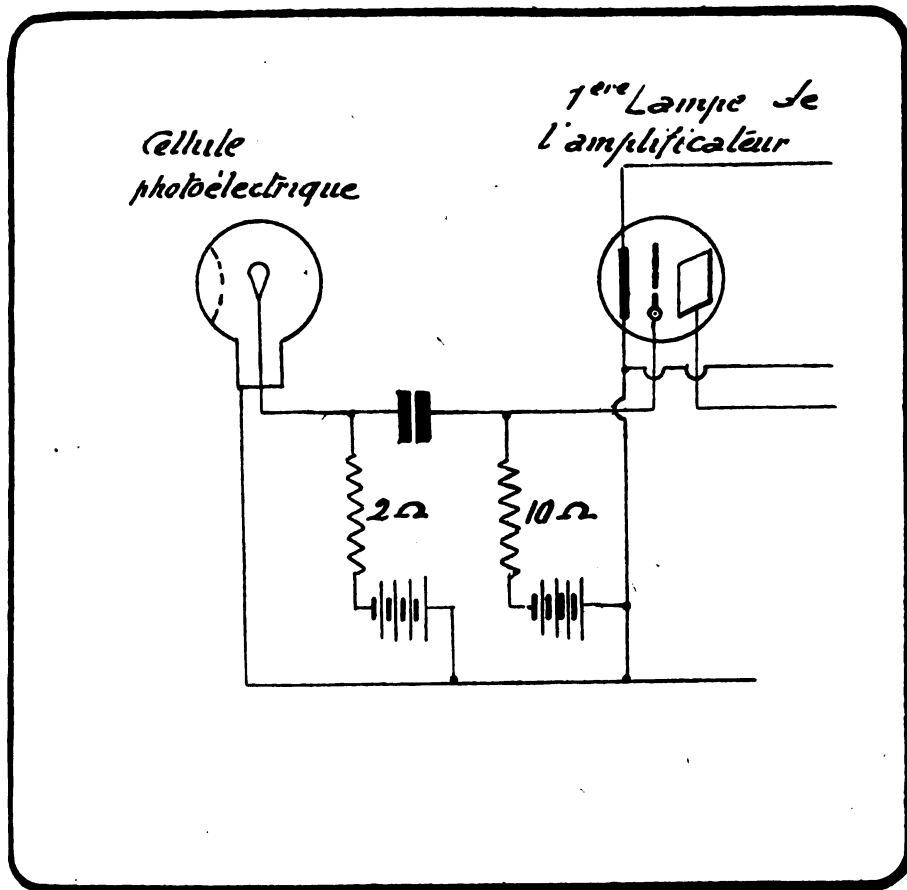


Fig. 7

fenêtre est discontinu et il est obtenu par la rotation discontinue de la molette D commandée par croix de Malte; après une boucle le film est repris par une molette E qui lui donne en mouvement de déroulement continu; il en est de même pour la molette G, si bien que le film passe avec un mouvement de translation uniforme devant la fenêtre H. A cet endroit, le bord

du film où sont imprimés les sons est éclairé par une lampe à filament horizontal dont les rayons ont traversé un jeu de lentilles; la lumière modulée vient frapper la cellule photo-électrique branchée aux bornes de l'amplificateur qui alimente les haut-parleurs; ceux-ci sont des électrodynamiques, mais les américains préfèrent ici le long pavillon à courbe exponentielle

à la place du cône ordinaire; la bobine, formée d'une seule couche de fil aluminium et imbibée de vernis qui lui assure son indéformabilité est solidaire d'un diaphragme en aluminium n'ayant que $5/100$ de $\%$ d'épaisseur.

On remarquera que l'image projetée sur l'écran correspond à la portion de film se trouvant en F... tandis que le dispositif phonoreproducteur correspond à la partie du film qui se déroule en H; ce décalage est prévu. En effet, l'enregistrement sonore, comme on va le voir, est fait sur un film Eastmann spécial... et ce film est ensuite tiré sur la bordure du film de projection; on a donc soin de décaler l'enregistrement sonore par rapport à l'image photographique correspondante de 37 centimètres, longueur de la portion de film comprise entre les points F et H.

Le montage de la cellule photo-électrique est représenté figure 7 : on y voit que la tension de polarisation est appliquée à la cellule au travers d'une résistance de 2Ω , aux bornes de laquelle on trouve donc une tension proportionnelle à l'intensité lumineuse qui a frappé la cellule : c'est cette tension que l'on amplifie dans un montage comprenant 5 étages et qui attaque directement les haut-parleurs installés derrière l'écran.

Nous avons vu le mécanisme relativement simple de la reproduction. Il s'agit d'expliquer maintenant comment à l'enregistrement les sons sont traduits en une modulation lumineuse qui ira impressionner le film sensible.

(A suivre.)



LA TECHNIQUE de L'ELECTRICITE

L'ÉLECTROLYSE

(Suite et fin)

par FARAD

■ ■ ■ ■ ■

II. LES ACCUMULATEURS

J'AI, au cours d'un premier article, exposé un certain nombre de faits primordiaux relatifs à l'électrolyse, ainsi qu'à l'électrochimie. Je n'y revien-
drai donc pas.

La conclusion essentielle à laquelle je suis arrivé est qu'il faut appliquer une certaine tension aux bornes d'une solution pour que l'orientation des ions sous l'action d'un champ électrique extérieur se trouve réalisée. Mais à partir du moment où l'on a satisfait à cette variation, il se produit un acheminement des composants du corps, suivant des lois que nous avons appris à déterminer dans l'article en question.

Deux cas peuvent maintenant se présenter à notre esprit :

D'une part, la décomposition du corps étant obtenue, la source est déconnectée du bac d'électrolyse ; la recombinaison pouvant avoir lieu, on va disposer d'une certaine quantité d'énergie électrique ; c'est le cas des accumulateurs ;

D'autre part, si la recombinaison est impossible, tout se conservera dans l'état réalisé au moment où l'on a coupé le courant ; il en sera de même si on soustrait une des électrodes à l'action du courant, en la remplaçant par une autre ; c'est ce qui a lieu pour la galvanoplastie.

Ces deux cas sont bien distincts. Nous allons les examiner. Dans la deuxième partie de cet article, nous allons étudier les phénomènes à galvanoplastie qui peuvent être d'une certaine importance pour l'amateur, et les solutions particulières employées pour réaliser des sources alimentant ces appareils.

DÉFINITION DE L'ACCUMULATEUR

Ce sous-titre fera peut-être sourire bien des gens ; il est pourtant intéressant de bien spécifier ce qu'on entend par accumulateur. Ce n'est pas si évident que cela et, de plus, les progrès et les études sont essentiellement

fonction de la précision de la définition du terme.

Il faut entendre, par accumulateur, un ensemble répondant aux conditions suivantes :

Après action d'une force électromotrice extérieure, quand on a supprimé celle-ci, il reste aux bornes du dispositif une tension disponible, tension qui est conservée pendant le débit d'une certaine quantité d'énergie, suite d'une modification chimique des systèmes en présence.

Ceci demande les précisions suivantes :

Dans certaines combinaisons d'électrodes et d'électrolyte, le passage du courant électrique produit non seulement un transport, mais aussi, au contact des surfaces métalliques, des réactions chimiques ; quand on supprime l'action extérieure il reste une tension égale à la force contre-électromotrice que nous avons étudiée précédemment ;

Sous réserve d'actions secondaires non réversibles et la masse des constituants en présence restant constante, on peut, par recombinaison, obtenir la restitution d'une certaine quantité d'énergie.

A priori, la quantité d'énergie sera d'autant plus grande que :

D'une part, les matières en présence donneront lieu à un plus grand dégagement dans leurs réactions ;

D'autre part, pour des constituants donnés que la décomposition aura été poussée plus loin par action plus prolongée du courant électrique.

On rencontre, évidemment, une limite à ceci, définie par la décomposition totale des matières soumises au passage du courant.

Dès maintenant, on conclura que la première partie de l'opération aura une importance capitale, quelles que soient les matières en présence, pour que les actions soient progressives (intensité de courant suffisante, mais non exagérée), mais aussi pour qu'elles soient prolongées jusqu'au bout. Le régime dépendra des matières employées.

On appellera courant de charge ou primaire, celui donnant, quant à son intensité, les régimes envisagés ci-dessus.

Inversement, quand on voudra employer l'énergie ainsi dépensée, il faudra que l'intensité soit telle (assez faible) que les actions chimiques aient le temps de se produire normalement.

Que les actions puissent se produire, c'est-à-dire qu'il y ait encore les éléments de décomposition.

On nommera décharge l'opération inverse de la charge. C'est ce qui a donné le nom de pile secondaire à ce dispositif.

Avant de pousser plus loin cette étude, je tiens à résumer ici les conclusions précédentes, car ce sont les idées générales essentielles de cette partie ; elles rattachent ceci à ce que nous avons déjà étudié et permettent dès maintenant des conclusions pratiques.

On remarquera qu'il n'y a absolument aucune hypothèse sur la nature des constituants ; il faut seulement réunir la condition de combinaison et de recombinaison.

On peut admettre que :

La charge est due au passage du courant électrique dans l'ensemble et résulte des actions chimiques ; la décharge résulte de la recombinaison chimique qui produit l'énergie électrique.

Au lieu de parler de réservoir d'énergie, « de seau électrique » en quelque sorte, il me semblerait beaucoup plus logique de préciser cet appareil sous forme de transformateur statique dont les circuits sont constitués comme suit :

Primaire : Transformation électrique-chimique ;

Secondaire : Transformation chimique-électrique.

Au fond, on a un système de production d'électricité à partir de réactions chimiques, la charge, tout comme le travail mécanique dans les usines thermiques ou hydrauliques, servant seulement à donner une différence de niveau électrique au départ. On ne permettra la comparaison un peu élémentaire suivante : quand on a un circuit électrique à machine, où la production d'énergie suit la dépense, on peut aisément assimiler l'ensemble à une canalisation hydraulique com-

prenant un moteur et une pompe, maintenant constante la différence de niveau de l'eau ; au contraire, dans le cas de l'accumulateur, on se trouve plutôt dans le cas de l'usine hydro-électrique ; alors, en effet, le niveau de l'eau (du réservoir au bas des turbines) diminue, surtout en été, et cela d'autant plus que la dépense d'énergie est plus grande. La charge est assimilable au remplissage du réservoir. Le nom d'accumulateur serait, à mon avis, avantageusement remplacé par celui de réservoir, mais l'habitude est prise et l'on ne peut réagir.

Les conclusions générales sont donc les suivantes :

Charge. — Action d'un courant électrique séparant une solution dans les constituants ; action assez lente pour que les modifications chimiques aient le temps matériel de se produire, et assez prolongée pour qu'elles soient complètes. Intensité assez grande — mais point trop — et temps de charge assez long (qui dépend de la nature des constituants).

Décharge. — Modifications électriques — recombinaisons — donnant naissance à une force électromotrice constante tant qu'elles se maintiennent ; elles peuvent fournir une quantité d'énergie d'autant plus grande qu'elles sont poussées plus loin, que le débit est assez lent pour qu'elles soient normales.

Ces conclusions sont essentiellement remarquables car elles régissent toutes les lois des accumulateurs. Ceci posé, nous allons étudier le problème de plus près. La question étant très connue, je n'ai pas l'intention de reprendre ceci en détails mais, au contraire, de continuer à me placer d'un point de vue très général, ne faisant qu'un rapide examen des solutions entrées dans la pratique et bien connues du lecteur.

LA THÉORIE DE L'ACCUMULATEUR

Je ne ferai appel qu'à quelques notions de chimie colloïdale, car j'aurai l'occasion de traiter cette question au sujet de la charge des accumulateurs que nous étudierons au chapitre suivant. C'est que ce n'est pas absolument essentiel ici et la seule théorie de la dissociation — si tant est d'ailleurs qu'elle diffère de la théorie colloïdale — suffit. Mais comme je ne veux pas discuter sur la définition de ces termes, je m'en tiendrai là.

J'ouvrirai de suite une parenthèse ; plus exactement, je commencerai par formuler une hypothèse : pour que le courant électrique provoque l'orientation des ions constituants, il faut que ceux-ci soient dissociés du fait d'une solution étendue ; or, cette remarque doit être considérée comme très générale. On pourrait, peut-être,

envisager en particulier la théorie de l'accumulateur au plomb en admettant comme point de départ une adsorption, au lieu d'une solubilité. Ce serait donc non pas à un phénomène intérieur que l'on aurait affaire, mais à une manifestation superficielle. Ceci est une hypothèse que je n'ai pas la possibilité d'approfondir, mais que je livre aux méditations du lecteur.

Comme je l'ai dit, j'envisagerai le problème d'une manière très générale.

Nous nous trouvons donc en présence de corps soumis à une force électromotrice qui a provoqué une dissociation et que nous abandonnons. Il va se passer, quand le circuit sera fermé sur une résistance extérieure R, un courant (dont l'intensité dépendra de R) qui sera le résultat d'actions chimiques dues à la recombinaison des éléments.

Comme je l'ai rappelé à la fin du précédent article, si

E est la force électromotrice du couple ainsi obtenu (qui est égale théoriquement, en l'absence d'actions secondaires, à la force contre-électromotrice qui constitue le minimum de la tension à appliquer pour obtenir la dissociation) ;

W, la quantité de chaleur (en calories-degré) dégagée par les réactions de recombinaison sur les électrodes ; n la valeur des ions qui sont transportés dans la transformation ;

T la température de la réaction ; $\frac{dE}{dT}$ le gradient de force électromotrice en fonction de la température (qui dépend de la nature et de la concentration de l'électrolyte).

La formule d'Helmholtz donne :

$$E = \frac{W}{23\,067\,n} + T \frac{dE}{dT}$$

On remarquera que le gradient peut être positif ou négatif. Par exemple, dans le cas de l'accumulateur au plomb, Dolegalek a établi que $\frac{dE}{dT}$ était négatif pour des poids spécifiques inférieurs à 1,044, nul pour cette concentration et positif au delà. Pour 17,5 degrés Baumé (ce qui équivaut à un poids spécifique égal à 1,138), on trouve :

$$\frac{dE}{dT} = 0,38 \cdot 10^{-3} \text{ volt par degré.}$$

Pratiquement, la température de l'électrolyte est celle du milieu ambiant, soit, par exemple, 20°. La correction e correspondante est donc :

$$e = \frac{0,38 \times 20}{1\,000} = 7,6 \text{ millivolts}$$

Sachant que la valeur de E est de l'ordre de 2 volts, nous négligerons le second terme, quitte à ne pas tenir compte du chiffre des millièmes.

M. Jumau, dans une intéressante

étude sur les accumulateurs, donne des chiffres sur les valeurs de W suivant les études de Streintz qui, à ce sujet, paraissent complètes. Ceci se rapporte à la théorie de la double sulfatation qui sera développée plus loin. On a les réactions suivantes :

A la plaque positive :



A la plaque négative :



Pour la réaction complète, on aura :



La formule ci-dessus donne :

$$E = 1,88 \text{ volt}$$

puisque la valence des ions est 2.

Les mesures faites sur cette concentration donnent un chiffre oscillant entre 1,87 et 1,90 volt. L'accord est donc très satisfaisant. Il n'en est pas de même si on admet d'autres théories de fonctionnement. Je reviendrai là-dessus plus loin.

PHÉNOMÈNES GÉNÉRAUX

L'allure générale des phénomènes tant durant la charge que pendant la décharge, est la suivante. Ces opérations sont relatives à des opérations à intensité constante, les seules qui soient réellement acceptables. Le différentiel de potentiel aux bornes d'un accumulateur est fonction de la force électromotrice et de la résistance intérieure.

La première est définie comme nous l'avons vu plus haut ; quant à la seconde, elle varie suivant la nature de l'électrolyte et la température de celui-ci.

Voici, pour illustrer ceci, deux exemples qui feront mieux saisir ma pensée. Quand un accumulateur au plomb complètement chargé et laissé au repos après cette opération est mis en débit sur une résistance extérieure assez faible, l'intensité provoque un échauffement de l'électrolyte et une variation de la résistance interne qui peut provoquer une chute ou une fuite de la tension aux bornes.

De même, la chute brusque de la fin de décharge est due à la diminution des réactions et aussi à une augmentation de la résistance interne.

On remarquera que, dans le cas où l'électrolyte est inerte, sans action chimique, comme le cas dans l'accumulateur fer-nickel Edison pour la potasse, la résistance interne est une constante dans le temps ; par contre, il y a toujours une variation plus ou moins importante avec la température.

Pour préciser certains points que j'ai effleurés précédemment, voici,

d'après Nernst un tableau donnant les tensions d'électrolyse des principaux radicaux et métaux avec l'hydrogène :

cathions (+)

| | | |
|--------|--------|----------|
| argent | — 0,78 | mono |
| cuivre | — 0,34 | divalent |
| H | 0,60 | mono |
| Zn | + 0,74 | di |
| Pb | + 0,17 | » |

à moins (—)

| | | |
|-------------------|--------|-------|
| iode | + 0,52 | mono |
| O | 1,08 | di |
| Cl | 1,31 | mono |
| OH | 1,68 | mono |
| SO ⁴ | 1,90 | di |
| SO ³ H | 2,60 | mono. |

De ce tableau on tire des chiffres intéressants ; je l'ai surtout cité à cause d'une remarque faite par Nernst et qui présente un gros intérêt fonctionnel.

L'électrolyse de l'acide sulfurique demande une tension définie par :

| | | |
|-----------------|----------------|--------------------------------|
| SO ⁴ | H ⁺ | SO ³ H ⁺ |
| 1,90 | 0,00 | 1,9 volt |

Celle du sulfate de plomb (tension de polarisation) est au contraire :

| | | |
|-----------------|--------|--------------------|
| SO ⁴ | Pb | SO ⁴ Pb |
| 1,90 | + 0,17 | 2,07 volts |

On en conclut que si la charge est possible (électrolyse du sulfate avant — donc à une tension inférieure — celle de l'acide) c'est que la production de l'hydrogène demande une surtension dépendant du métal de l'électrode. N'est-on pas en présence d'une absorption sélective comme cela a lieu pour les colloïdes et n'est-ce pas cette sélectivité qui générerait la venue de l'hydrogène qu'il faut surmonter ?

Au point de vue pratique, j'ai dit que la quantité d'énergie que l'accumulateur pouvait produire à la décharge dépendait de la quantité de matière ayant subi une décomposition. L'idéal serait d'arriver à une transformation totale de l'électrode. Ceci est impossible :

Soit pour des raisons mécaniques, les plaques perdant une rigidité qui est évidemment indispensable,

Soit parce que la combinaison formée s'oppose à une attaque plus profonde du métal.

Il n'y a donc qu'une partie des électrodes qui travaille réellement ; on définit un coefficient d'utilisation par le rapport du poids actif au poids total ; il est toujours inférieur à 1. Dans les appareils au plomb, il est de l'ordre de 0,6. Nous verrons plus loin des chiffres au sujet de l'accumulateur au plomb quant à la capacité pour un poids donné de plaque.

La capacité d'un accumulateur est la quantité d'électricité qu'il peut restituer. Celle-ci est évidemment fonction de l'intensité de décharge par suite des modifications apportées dans l'allure des combinaisons. Peu-

kert a indiqué la formule suivante :

$$I^n t = \text{constante}$$

qui s'applique à une décharge et où

I est l'intensité en ampère

$n = 1,5$ sensiblement

t est le temps de décharge en heure

POISONS

J'ai dit un mot, plus haut, des actions secondaires qui pouvaient se produire par suite de la présence d'autres métaux ; il me paraît intéressant de résumer en un tableau les potentiels obtenus avec certains métaux et l'hydrogène :

| | | | |
|-----------|---|-------|-------|
| Potassium | + | 3,20 | volts |
| Barium | | 2,75 | |
| Calcium | | 2,21 | |
| Zinc | | 0,770 | |
| Plomb | | 0,148 | |
| Cuivre | — | 0,329 | |
| Bismuth | — | 0,391 | |
| Mercure | — | 0,750 | |
| Argent | — | 0,771 | |
| Platine | — | 0,863 | |

Ceux qui correspondent à un potentiel positif sont inoffensifs dans le cas de l'acide au plomb car ils procurent un dégagement d'hydrogène sur le plomb avec production d'un sulfate du métal envisagé. Au contraire, tous les autres, du cuivre au platine, sont dangereux car ils procurent une sulfatation du plomb.

Le métal le plus courant de cette série est le cuivre ; non seulement, l'acide sulfurique l'attaque pour donner du sulfate de cuivre, mais il provoque une chute de la tension disponible.

LES COMBINAISONS

Ces généralités posées, le lecteur se sera peut-être déjà demandé quelles pouvaient être les combinaisons de corps fournissant les éléments d'un accumulateur ? M. Jumau, étudiant cette question, répond par un tableau dont on trouvera des extraits plus loin. Ils sont relatifs aux masses théoriques de substances actives nécessaires pour obtenir un ampère-heure.

On remarque que, pour des chaleurs de réaction constantes, la capacité procurée par une matière active dépend du nombre de valences engagées et de l'équivalent électrochimique. L'oxyde de cuivre (CuO) réduit en cuivre donne une capacité double de celle obtenue par passage de Cu²O en cuivre par suite de l'emploi de 4 valences au lieu de 2, etc.

Les tableaux ci-dessous montrent combien les combinaisons possibles pour obtenir un accumulateur, sont nombreuses. Il ne faudrait pourtant point trop s'emballer hâtivement à ce sujet. Ce n'est que d'un point de vue

que nous sommes partis ici. Il faut faire entrer en ligne de compte les conditions pratiques de réalisation, d'entretien commercial ; il faut rejeter, comme je l'ai fait remarquer plus haut, les corps qui produisent un dépôt insoluble et arrêtent ainsi les réactions ultérieures ; enfin, il faut tenir compte du prix de revient et d'entretien qui n'est pas susceptible de varier énormément sans la compensation d'une grosse supériorité de l'appareil offert.

TABLEAU I.

MATIÈRES ACTIVES POSITIVES

Transformation de

| | | | |
|--------------------------------|--------------------------------|------|---|
| PbO ² | PSO ⁴ Pb | 224 | de |
| Sb ² O ³ | Sb ² O ³ | 335 | |
| O | H ² O | 3333 | |
| CuO | Cu | 675 | |
| Cu ² O | Cu | 350 | |
| NiO ² | NiO | 600 | |
| NiO ² | Ni ² O ³ | 300 | |
| Ni ² O ³ | NiO | 320 | |
| AgO | Ag ² O | 210 | |
| Ag ² O | Ag | 230 | |
| Cl | chlorure | 750 | |
| FeCl ³ | FeCl ³ | 165 | |
| HgI ² | Hg | 120 | (ampères-heures par kilo de matière active) |

On remarque la supériorité écrasante de la transformation oxygène-eau qui procure une capacité massique plus de quatre fois supérieure à celle qui suit, transformation chlore-chlorure.

TABLEAU II.

MATIÈRES ACTIVES NÉGATIVES

Transformation de:

| | | | | |
|----|----|---------------------------------|-------|---|
| Pb | en | SO ⁴ Pb | 260 | de |
| Zn | | SO ⁴ Zn | 820 | |
| Cu | | SO ⁴ Cu | 845 | |
| Ag | | SO ⁴ Ag ² | 250 | |
| H | | H ² O | 26750 | |
| Zn | | CO ² Zn | 820 | |
| Cu | | Cu ² O | 425 | |
| Fe | | FeO | 960 | |
| Fe | | FeCl ³ | 960 | (ampères-heures par kilo de matière active) |

On remarquera :

1°) Que la transformation hydrogène-eau

donne une capacité massique énorme plus de 25 fois supérieure aux autres.

2°) Que les transformations

fer — oxyde de fer
fer — chlorure de fer

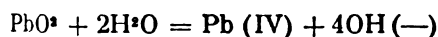
donnent la même capacité.

On conclut de cette question qu'on peut tenter d'envisager la réalisation d'accumulateurs avec de multiples combinaisons. Celui au plomb a reçu la consécration de l'expérience : à tout seigneur, tout honneur. Je commencerai donc par son exposé rapide, puis nous verrons quelles sont les autres solutions apportées à ce problème qui offre un intérêt général considérable.

LA RÉALISATION L'ACCUMULATEUR AU PLOMB

La théorie des ions rend compte des phénomènes observés dans cet appareil en partant de la base suivante : à partir du plomb spongieux — sur la plaque négative — et du peroxyde de plomb — sur la plaque positive — il y a double sulfatation et apparition sur chaque électrode de sulfate de plomb. Il semble intéressant de commencer par étudier comment la théorie rend compte de cette formation.

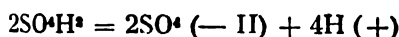
D'une part, le peroxyde — PbO_2 — en solution — quoique très faiblement soluble — se subdiviserait selon la formule



Les signes placés entre parenthèses représentent :

IV la tétravalence du plomb, — la polarité négative du radical OH.

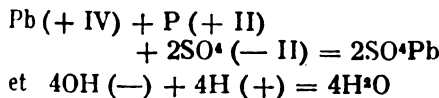
D'autre part, la dissociation de l'acide sulfurique donne :



où —II représente un radical négatif bivalent, etc.

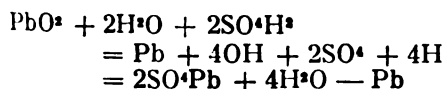
Ces notations seront conservées dans la suite sans nouvelles explications.

Pendant la décharge, les équations suivantes rendent compte des transformations successives avec indications du mode de fonctionnement possible :



Chimiquement, ou mieux ioniquement, ceci peut se concevoir comme suit : les ions plomb tétravalents cèdent deux charges à l'électrode positive et le résidu, devenu bivalent, forme le sulfate. Les deux charges libres, véhiculées par le circuit extérieur, viennent à la plaque négative et forment le sulfate, avec le plomb en solution.

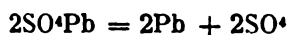
L'ensemble des réactions donne :



Soit finalement, l'équation bien connue :

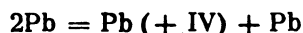


Ceci est la réaction de décharge. Voici maintenant comment on rend compte des réactions qui ont lieu pendant la charge. Nous partons de la réaction ci-dessus, donc du sulfate de plomb sur les deux électrodes. Il est légèrement dissocié en ions $SO_4(-II)$ et $Pb(+II)$; on a donc :

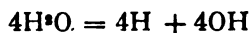


Par un mécanisme inverse de celui

de la décharge pour la composition des ions tétravalents, on a :



l'eau est dissociée suivant la formule :



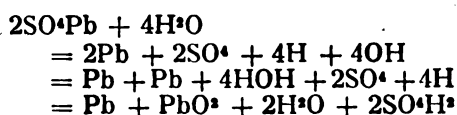
On a ensuite, dès que la limite de solubilité du peroxyde plomb est atteinte :



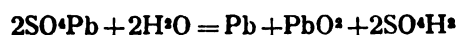
La dissociation du sulfate, libérant l'ion SO_4 , régénérera l'acide sulfurique suivant la formule :



On a finalement la formule suivante, résultat de la double sulfatation :



et enfin :



La force électromotrice de l'accumulateur au plomb varie, avec la concentration de l'électrolyte, suivant le tableau ci-dessous :

| Degrés Baumé | Poids spécifique | f.é.m. volts |
|--------------|------------------|--------------|
| 10 | 1,075 | 1,90 |
| 15 | 1,116 | 1,93 |
| 20 | 1,162 | 1,96 |
| 25 | 1,210 | 2,00 |
| 30 | 1,263 | 2,05 |
| 35 | 1,320 | 2,10 |

Pendant la charge ou la décharge, la résistance intérieure r varie suivant la loi en fonction de la température.

$$r = r_{18} [1 - \alpha (t - 18)]$$

où r_{18} est la résistance à 18°, t la température et α un coefficient variant avec la concentration. Avec la donnée pratique où celle-ci est d'environ 25° Baumé, on a :

$$\alpha = 0,0160$$

et

$$r_{18} = 1,380 \text{ ohm-cm.}$$

Il est intéressant, maintenant, de se rendre compte de la puissance massique possible. Un calcul rapide fixe les idées à ce sujet, en tenant compte d'un certain nombre de données pratiques.

Théoriquement, en admettant la transformation de la matière active en sulfate, pour produire un ampère-heure :

3,86 gr. de plomb spongieux
4,46 gr. de PbO_2
3,66 gr. de SO_4H^+

Le coefficient d'utilisation étant, comme je l'ai dit, égal à 0,6, dans les meilleures conditions possibles, il faut

tablir un poids total P défini, pour les plaques, par :

$$P = \frac{3,86 + 4,46}{0,6} = 13,9 \text{ gr. sensiblement}$$

Il faut, d'autre part, ajouter le poids des supports ; le coefficient ci-dessus définit le rapport

$$\frac{\text{Plomb utile ou } PbO_2}{\text{poids plaque}}$$

mais il y a différents autres éléments qui agissent et on admet que la masse qui pourrait être active, ne représente guère plus de 0,70 de la masse totale. On a donc, en arrondissant les chiffres :

$$P' = \frac{P}{0,7} = \frac{14}{0,7} = 20 \text{ gr.}$$

de plaque par ampère-heure produit.

La capacité massique vers laquelle on tendra mais qui constituera un maximum, est donc :

$$P' = \frac{1\,000}{20} = 50 \text{ amp./h.}$$

par kilo de plaque.

On commence à toucher du doigt les raisons qui font de l'accumulateur un appareil lourd. Enfin, pour ce qui est du poids total (bois, électrolyte, etc.), on admet qu'il est égal à 1,5 au minimum, le poids des plaques.

On a donc :

$$A = 20 + 1,5 = 30 \text{ gr.}$$

pour l'ensemble du dispositif et par ampère-heure.

On en tire les chiffres suivants intéressants au point de vue pratique :

Capacité massique maxima :

$$C_m = \frac{1\,000}{30} = 33 \text{ A./H.}$$

par kilo de plaque.

Energie massique maxima :

$$E_m = 33 \times 2v = 66 \text{ watts-heure}$$

On conçoit les raisons qui rendent certaines applications des accumulateurs assez délicates.

Il resterait encore beaucoup à dire sur les accumulateurs au plomb, mais mon but n'est pas de faire cet exposé, mais de rattacher cette classe d'appareils aux lois de l'électrolyse ; c'est pourquoi je voudrais maintenant passer en revue rapidement les autres solutions apportées au problème des accumulateurs.

AUTRES SOLUTIONS

Les « piles secondaires », comme on disait il y a quelque trente ans, ont tenté les chercheurs et le nombre de combinaisons dont ils ont accouché reste formidable ; dans une seule « année électrique », j'en ai compté

35 et seules, celles paraissant dignes d'intérêt ont été retenues. C'est que c'est la seule solution pour avoir toujours et partout de l'électricité à sa disposition.

Parmi ce très grand nombre de solutions, j'en ai choisi quelques-unes, soit parmi les plus intéressantes au point de vue pratique, soit dans le cas de celles qui permettent un enseignement pour leur abandon. Je suivrai, pour mettre un peu d'ordre dans un sujet aussi vaste, une classification un peu discutable qui sera la suivante :

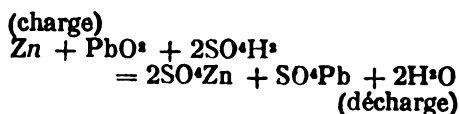
- A — Éléments dans lesquels l'électrolyte est l'acide sulfurique.
- B — Electrolyte gazeux.
- C — Electrolyte alcalin.
- D — Electrolyte invariable.
- E — Electrolyte des halogènes.

A. ÉLECTROLYTE : ACIDE SULFURIQUE

Dans cette première catégorie à laquelle appartient l'accumulateur au plomb, nous rencontrons successivement :

1^o Suite peroxyde de plomb — $\text{SO}^{\cdot}\text{H}^{\cdot}$ — Zinc

Le couple est le même que celui que nous avons étudié à cela près que le plomb est remplacé par le zinc. La réaction réversible est la suivante :



Une remarque est intéressante de suite : le sulfate de zinc étant soluble, tandis que le sulfate de plomb ne l'est pas, le fonctionnement est le même pour les plaques positives seules.

La f.é.m. est supérieure d'environ 0,5 v. par rapport à celle du plomb.

Les avantages de cet accumulateur sont les suivants (par rapport à l'accu au plomb) :

F.é.m. supérieure de 0,5 volt ;
Capacité massique plus grande parce que l'équivalent électrochimique du zinc est 1,2 gr. (au lieu de 3,85 gr).
Energie massique augmentée.

Mais, comme contre-partie, les inconvénients sont les suivants :

Le zinc est attaqué à circuit ouvert, impossibilité d'employer l'amalgame par suite d'actions secondaires locales,

Enfin, par suite d'électrolyse, il se produit une disparition importante de métal actif.

2^o Suite peroxyde de plomb — $\text{SO}^{\cdot}\text{H}^{\cdot}$ — cadmium

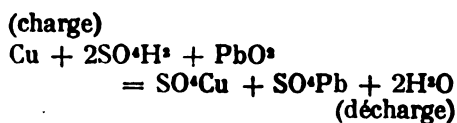
L'emploi du cadmium a pour but de permettre la conservation des éléments et d'éviter les attaques à circuit ouvert.

Très peu supérieur au zinc.

3^o Suite peroxyde de plomb — $\text{SO}^{\cdot}\text{H}^{\cdot}$ — cuivre

Force électromotrice 1,3 volt environ. Ceci tient à ce que la chaleur de formation du sulfate de cuivre est inférieure à celle du sulfate de plomb.

Les réactions sont les suivantes :



Au point de vue de la capacité, il est à peu près équivalent à l'élément au zinc. Mais, par suite de la faible valeur de la force électromotrice, l'énergie massique est beaucoup plus faible.

Sans pousser cela plus loin ou, plus exactement, sans attendre davantage, on remarquera de suite que, sans être la perfection, l'accumulateur au plomb reste, pour l'ensemble de ses qualités, celui qui est le plus intéressant de cette série. Tantôt il est supérieur pour sa force électromotrice, tantôt il l'emporte pour son énergie massique ; c'est peut-être cette supériorité que la pratique a consacrée. Plus tard, nous trouverons mieux.

B. ÉLECTROLYTE GAZEUX

J'ai, plus haut, montré, à propos d'un tableau, toute la supériorité de l'hydrogène et de l'oxygène ; on a essayé de les employer ; de l'eau était décomposée et la recombinaison sous une pression suffisante (de l'ordre de 600 atm.) donnait les résultats intéressants suivants :

Capacité spécifique : 60 AH par kg de platine.

Densité spécifique : 100 amp. par kg. de platine.

Capacité spécifique 180 AH par kg de falladium en poudre.

Mais à côté de tels avantages qu'on ne saurait nier, on rencontre les inconvénients prohibitifs suivants :

F.é.m. de l'ordre de 1,25 volt,
Energie massique faible.

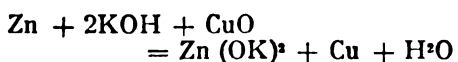
Et surtout, prix des matières premières absolument tels qu'il n'y a aucune possibilité de réalisation commerciale de ce dispositif.

C. ÉLECTROLYTE ALCALIN

1^o Couple zinc — potasse — oxyde de cuivre.

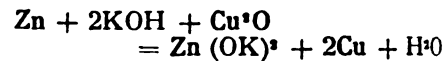
C'est le couple constitutif de la pile primaire de Lalande et Chaperon qui est réversible, comme ces auteurs l'ont remarqué.

La réaction de fonctionnement est :



La force électromotrice est de 0,8 environ.

Pratiquement, on emploie le protoxyde $\text{Cu}^{\cdot}\text{O}$ et la relation devient :



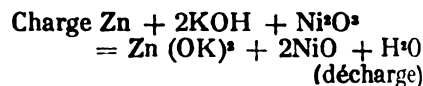
Quelques remarques sont intéressantes :

Les équivalents électro-chimiques du cuivre et du zinc étant très faibles (1,18 et 1,21), la capacité massique de tels éléments est beaucoup plus grande que celle des accus au plomb (environ cinq fois).

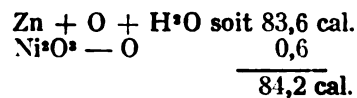
Le zinc est attaqué pour la potasse pour former un zincate ; on retrouve du zinc à la charge par électrolyse et on a tous les inconvénients des dépôts électrolytiques quand on ne prend pas de précautions.

2^o Couple zinc — potasse — oxyde de nickel.

L'équation est la suivante :



Les données thermochimiques sont :



La f.é.m. ressort à :

$$E = \frac{84,2}{2 \times 23} = 1,85 \text{ volt environ}$$

Inconvénients du même ordre que les précédents.

D. ÉLECTROLYTE INVARIABLE

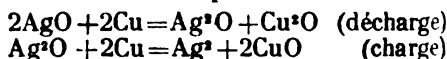
Dans ce cas, la charge se traduit par :

une réduction à la cathode,
une oxydation de l'anode.

1^o Couple cuivre — potasse — peroxyde d'argent.

F.é.m. 0,95

Réaction de départ :



2^o Couple fer — potasse — oxyde de nickel.

C'est l'accumulateur Edison, dit fer-nickel ; il est entré en pratique et donne d'excellents résultats à bien des égards ; malheureusement, son poids élevé, sa grande résistance interne, son prix,

ne lui permettent pas de supplanter l'accu au plomb. Mais ceci sort du cadre de mon article puisqu'il n'y a plus électrolyse.

E. EMPLOI DES HALOGÈNES

Au contraire, cette catégorie est essentiellement intéressante ; elle repose uniquement sur des principes d'électrolyse.

Précédemment, j'ai montré quelles étaient les conceptions qui permettaient de rendre compte des phénomènes électrolytiques. Je reviens sur le fait suivant : on ne se trouve pas en présence d'une décomposition de la

substance traversée par le courant électrique ; la dissociation en ions (anions et cations) a lieu quand on effectue la dissolution ; l'application d'un champ électrique, produisant un courant, a pour conséquence la mise en route des ions suivant le signe de leur charge.

Nous avons vu qu'une première application des phénomènes d'orientation par passage d'un courant électrique était constituée par les accumulateurs ; j'ai essayé de montrer que ce n'était pas le seul mode possible de constitution de ces appareils et que, dans un certain nombre, l'électrolyte ne participait ou ne semblait pas participer aux réactions entrevues.

Il est, d'ailleurs extrêmement difficile de situer exactement de telles réactions qu'on ne saurait isoler et, faute de pouvoir actuellement séparer la question, il faut bien admettre que le résultat obtenu est tel qu'il serait si tout avait lieu ainsi qu'on l'écrit. Mais le rôle exact de la potasse, par exemple, dans l'accumulateur fer-nickel reste obscur et on ne saurait le définir exactement. Sans trop présumer de l'avenir, on peut croire que les études de chimie colloïdale amèneront un jour la solution de ce problème.

Mais il existe d'autres applications de ce phénomène ; elles sont industrielles et sont, pour l'amateur qui a l'âme d'un bricoleur, assez intéressantes pour que j'insiste sur elles. Elles permettent facilement, chez soi, de recouvrir les pièces en laiton d'une couche de nickel, ce qui assure de meilleurs contacts, de recouvrir certains plots de relais d'une couche d'argent, etc...

Deux considérations générales sont à mettre en relief tout d'abord :

A) D'une part, les pièces employées à ces opérations doivent être soumises à un nettoyage très soigné. Ceci a pour but de les débarrasser d'une couche de graisse qui est due au contact avec le corps humain ; cette couche s'opposerait au passage du courant et serait ainsi la cause d'une consommation d'énergie tout à fait inutile. Des gouttes d'acide ou d'oxyde peuvent aussi s'y trouver ; on les élimine pour éviter les phénomènes secondaires ou de catalyse auxquels elles peuvent donner lieu. Je donnerai plus loin un certain nombre de recettes pour cette opération.

B) Mais une autre remarque est intéressante ; d'autre part, en effet, les métaux n'adhèrent pas aussi bien les uns sur les autres que si on prend la précaution de les faire revêtir d'une couche de métal sur lequel ils ont une adhérence maxima. Ceci est plus complexe à expliquer ; il faut, je crois, chercher la cause de ce phénomène dans le fait suivant : la grosseur des grains de métal déposés sur la surface à recouvrir semble dépendre de sa nature, mais aussi de celle des électrodes.

Nous allons donc, aujourd'hui, pour terminer, examiner successivement ce problème sous toutes ses faces ; nous

verrons tout d'abord la partie chimique comprenant : les bains à employer ; les traitements à appliquer pour le nettoyage ; ensuite nous passerons en revue les sources employées dans ce but. Pour cela, nous verrons successivement : la tension à employer ; l'intensité nécessaire pour produire le dépôt dans un temps donné ; les sources industrielles ; et, enfin, celles auxquelles peuvent avoir recours les amateurs.

Je tiens à consacrer un chapitre à la partie industrielle, car ceci me permettra de mettre en lumière les difficultés de construction et les solutions employées pour la mise au point de machines à basse tension et à haute intensité.

A. LE PROBLÈME CHIMIQUE.

Comme je l'ai dit plus haut, le procédé chimique est double ; d'une part, le nettoyage de la surface à recouvrir dépend de la nature du métal et la méthode à employer varie un peu de l'un à l'autre. D'autre part, la solution dépend du métal que l'on veut déposer. Les formules de composition que je donnerai ici sont celles qui procurent les meilleurs résultats et sont les plus simples ; en particulier, j'écarterai celles qui demandent une température élevée ; en effet, le maintien d'un bain à une certaine température doit fixer l'objet d'une attention soutenue et complique le problème.

Il me reste, auparavant, un mot à dire sur la nature du dépôt réalisé ; quand on soumet au nickelage une pièce de laiton, on est frappé de constater à première vue que le dépôt est non pas brillant, mais noirâtre ; dans le cas du cuivrage, d'ailleurs, il n'en est pas ainsi et le dépôt a l'aspect caractéristique du cuivre rouge jaunâtre.

Dans le premier cas, la teinte noirâtre tient à ce que les grains de métal déposés ne recouvrent pas la totalité de la surface et aussi à une action locale de l'électrolyte, ce qui disparaît à la suite d'un lavage convenable.

L'exposé de la partie chimique du problème doit donc comporter deux parties relatives, l'une, au nettoyage préalable, l'autre, à l'opération de recouvrement en elle-même.

Étant donné que l'une et l'autre opérations sont essentiellement fonction du résultat final à obtenir, je crois qu'il est préférable de les étudier ainsi. Évidemment, je laisserai de côté ce qui a trait à la galvanoplastie, opération ayant pour but d'obtenir une couche métallique assez épaisse sur la matrice pour pouvoir se détacher d'elle et servir de moule à un objet postérieur. Cette opération me paraît sortir nettement du cadre dans lequel les amateurs peuvent être appelés à travailler.

Par contre, j'apporterai toute mon attention à la galvanostogie ; celle-ci a pour but de recouvrir la surface d'un corps quelconque d'une couche métal-

lique ; le métal est emprunté à une électrode, comme nous allons le voir, la surface à recouvrir étant celle par laquelle sort le courant électrique. Pour situer exactement le problème, je me limiterai au cas où la partie devant servir de support au métal est elle-même métallique ; c'est, d'ailleurs, le cas le plus général. Entre parenthèses, c'est la nécessité d'obtenir une forte adhérence entre le métal et le support qui impose un nettoyage préalable. Dans le cas de la galvanoplastie il n'en est plus de même.

En effet, le moule ou la matière étant, en général, isolant, il faut :

1° Le recouvrir d'une couche conductrice permettant l'arrivée du courant ; c'est alors ordinairement à la plombagine qu'on a recours ;

2° S'arranger pour que l'adhérence soit minime et qu'on puisse séparer la masse métallique obtenue du support sans risquer de détériorer ni l'un ni l'autre.

Les quatre opérations qui peuvent rendre service aux amateurs sont :

1. la dorure qui, exceptionnellement, sert aux contacts au lieu de
2. l'argenture.
3. le cuivrage.
4. le nickelage.

C'est dans le cas des objets en cuivre à recouvrir que les opérations de nettoyage sont les plus délicates car elles doivent être très réussies pour que l'opération soit efficace.

Nous allons commencer par étudier les bains de nettoyage.

I. LE NETTOYAGE.

Pour que l'adhérence entre les deux surfaces soit la meilleure possible, il faut que la surface à recouvrir ait été très bien nettoyée, particulièrement dans le cas du cuivre.

De plus pour certains métaux constituant soit le support, soit le recouvrement, il est bon de pratiquer un cuivrage ou un nickelage antérieur. Nous verrons ceci au fur et à mesure que nous passerons en revue les bains à employer.

On peut subdiviser, de ce point de vue, les métaux en deux classes :

- a) le cuivre et ses alliages ;
- b) les autres métaux.

Il ne faut pas oublier que tout ceci a trait au métal que l'on veut recouvrir. On peut d'une manière générale examiner le problème sous trois phases successives :

- a) la matière que l'on veut recouvrir ;
- b) le bain à employer suivant le métal qui doit constituer l'habit ;
- c) la source à employer.

C'est le premier problème que je pose actuellement.

a) Le cuivre et ses alliages.

Évidemment, tout d'abord, les alliages n'ont pas tous la même manière

de réagir et, si, en particulier, la proportion de cuivre est faible, il est évident qu'un traitement moins soigné serait suffisant. Pourtant étant donné qu'il est préférable de faire mieux que moins bien, on prendra toujours les précautions suivantes :

La première opération consiste à dépouiller les objets de la couche de graisse dont ils sont sûrement recouverts par suite de leur manipulation journalière; on se souviendra de l'effet produit sur une galène que l'on triture souvent entre ses doigts. Pour obtenir un dégraissage complet, la solution la plus généralement employée et convenant à des objets de toute nature, consiste à les faire bouillir dans de l'eau alcalinisée par des cristaux de soude de commerce. L'opération doit être prolongée environ 10 minutes à un quart d'heure pour être sûr que l'action a bien été profonde.

Pour enlever les traces alcalines qui sont restées à la surface, on procède à un lavage à grande eau tiède; un dosage supplémentaire ne saurait nuire à l'efficacité de cette opération.

La seconde opération est le *dérouillage*; au cours de l'opération précédente, par suite du bouillon donné aux objets, la surface est recouverte d'une couche noir d'oxyde de cuivre dont il faut se débarrasser. On y arrive en plongeant la pièce à recouvrir dans un bain d'eau comportant un dixième en poids d'acide sulfurique à 66° Baume. La pièce ne doit pas du tout séjourner dans ce bain. A la sortie on lave à grande eau.

Ces deux opérations peuvent être effectuées un laps de temps quelconque avant le recouvrement; la seule précaution à prendre consiste à envelopper les pièces dans un linge bien sec en les entourant de sciure de bois.

Par contre, les trois dernières opérations sont effectuées strictement au moment où on va plonger les pièces dans le bain électrolytique. Plus elles seront menées rapidement, plus le résultat sera bon. Le lecteur sera peut-être effrayé à la lecture des opérations successives; on peut évidemment supprimer une partie du nettoyage et le résultat s'en ressent doublement :

D'une part, l'adhérence mécanique est moins bonne, c'est-à-dire que la couche superficielle aura, au cours des manipulations postérieures, une solidité atténuée.

D'autre part, le contact électrique est moins bon et l'intensité du courant s'en ressent. Il paraît intéressant de ne pas mal nickeler les pièces de laiton à utiliser dans un récepteur pour lequel on aura choisi des condensateurs variables isolés au quartz.

Les trois dernières opérations sont les suivantes :

Il faut tout d'abord — troisième phase — réaliser le *décapage* de la pièce. Le séjour de quelques secondes dans un bain constitué comme suit procure le résultat désiré :

| | |
|---------------------------|-------------|
| acide azotique à 36°..... | 100 parties |
| chlorure de sodium..... | 2 — |
| noir de fumée..... | 2 — |

Ensuite, les objets sont soumis à un rinçage à grande eau.

Immédiatement après le temps strictement nécessaire pour que l'eau entraîne les traces de la solution précédente, on peut compléter le décapage précédent par — quatrième opération — une *immersion rapide* dans un bain plus actif dont voici la composition :

| | |
|-----------------------------|----|
| acide azotique à 36°..... | 15 |
| acide sulfurique à 66°..... | 20 |
| chlorure de sodium..... | 1 |

Ce bain est utilisé à froid.

Après un nouveau nettoyage rapide à grande eau — car le total de ces opérations sera d'autant mieux réussi que le temps employé à ces réalisations sera plus réduit — la dernière opération — la cinquième — consiste dans l'*amalgamation*. Cette opération, qui a pour but de préparer la surface à recouvrir au passage du courant électrique, est la suivante : on plonge la pièce dans un mélange clair de :

| | |
|-------------------------|--------------|
| eau..... | 1000 parties |
| bioxyde de mercure... | 1 — |
| acide sulfurique à 66°. | 1 — |

Dès que le rinçage à grande eau est terminé, on plonge l'objet dans la cuve électrolytique.

Dans le cas où une aussi grande quantité de solutions aurait tendance à rebuter l'amateur, il pourrait supprimer la quatrième et la cinquième opération; le résultat obtenu serait très acceptable mais n'aurait pas la solidité maximale que l'on est en droit d'attendre d'une telle opération.

B) Autres métaux.

Dans ce cas, l'expérience montre, sans qu'on puisse se rendre bien compte des raisons de cet état de choses, que le nettoyage n'a pas besoin d'être aussi complet.

Suivant les dimensions de l'objet, on emploiera divers systèmes; dans tous les cas, la partie liquide sera une solution de cristaux de soude du commerce dans de l'eau chaude.

Quand on envisage des objets assez gros, on les frotte avec une brosse à poil de laiton (on trouve cet appareil soit chez les marchands de chaussures pour le nettoyage des chaussures de daim, soit chez les marchands de nécessaires pour l'entretien des chiens) en les maintenant dans le bain ci-dessus.

Si on a affaire à des objets petits, on les laisse dans un récipient avec la solution ci-dessus additionnée de sable ou de savon minéral; on peut encore se servir de vinaigre et de sciure de bois.

Il peut être bon de bien sécher tous les objets à soumettre à la cuve électrolytique; dans ce but, on peut :

Soit les chauffer au four en les entourant au besoin d'un morceau de laine,

Soit, ce qui est plus long mais plus efficace, les laisser séjourner dans la sciure de bois assez fine.

Le traitement des objets de cuivre de cette manière permet bien d'effectuer un dépôt et peut être utilisé pour réaliser une expérience devant un auditoire, mais on constate aisément la fragilité du dépôt ainsi obtenu.

II. LE BAIN ÉLECTROLYTIQUE.

La pièce ayant été préparée ainsi que je viens de l'écrire, il faut maintenant savoir, suivant la nature du métal dont on veut la recouvrir, comment on va constituer le bain. J'étudierai successivement :

la dorure.
l'argenture,
le nickelage,
le cuivrage.

En quittant quelque peu, mon sujet, on me permettra de faire remarquer que l'on est en droit de s'étonner des terminaisons différentes employées pour les mots désignant ces différentes opérations. Il ne faut pas discuter les secrets des dieux de la rue de Seine... Pourtant, il serait à souhaiter que l'uniformisation (oh ! le vilain mot !) des termes français soit enfin réalisée en même temps que celle des dimensions des pièces commerciales.

1. La dorure.

Bien que très rarement employée, la dorure peut rendre service pour le recouvrement de contact que l'on veut spécialement soigner.

Les opérations de nettoyage sont celles dont j'ai parlé plus haut.

Il paraît bien établi qu'un cuivrage ou un nickelage préalable augmentent l'adhérence de l'or.

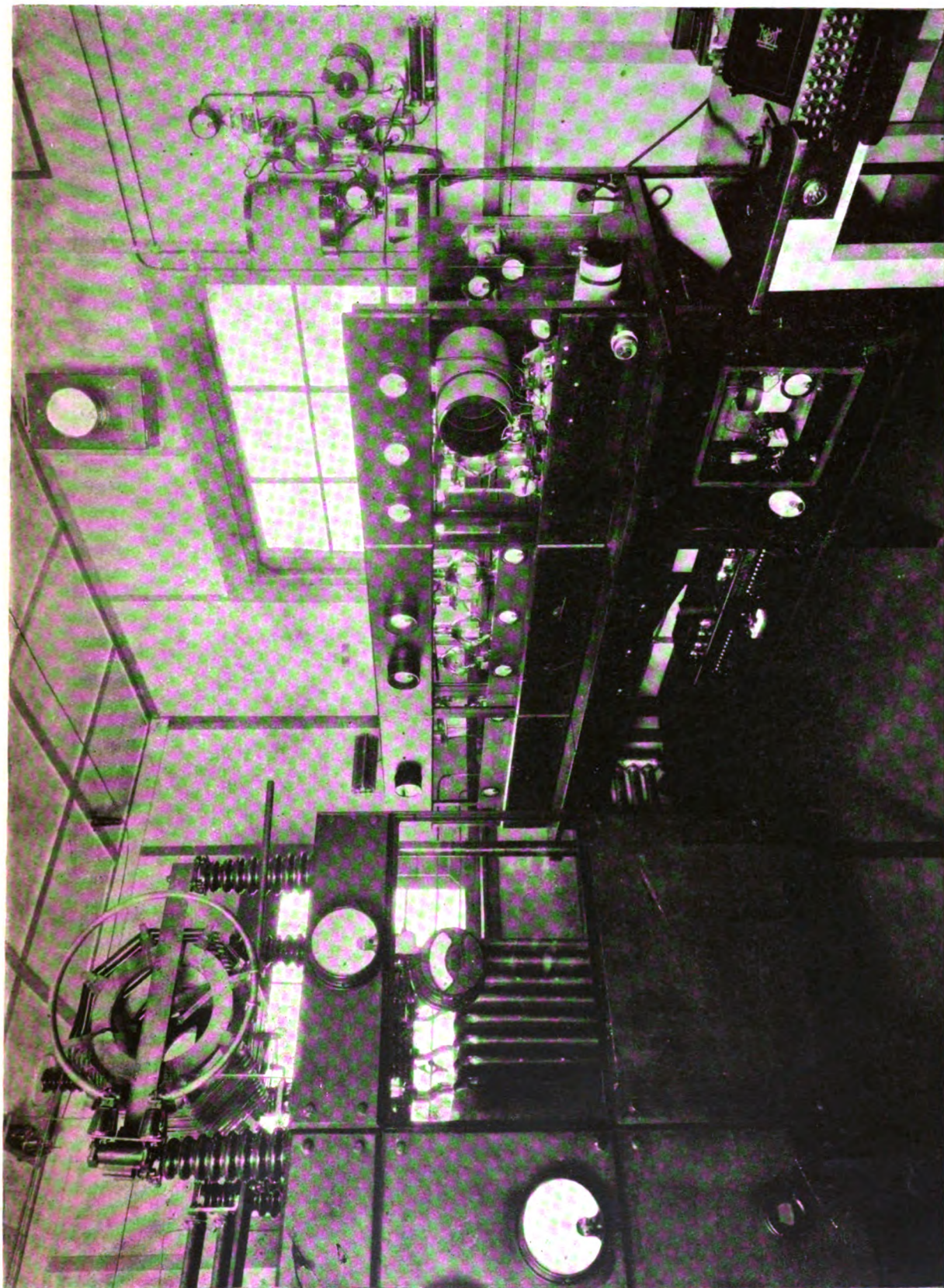
La formule à employer pour la constitution du bain est la suivante: il est formé d'une solution de cyanure d'or dans du cyanure de potassium en excès.

On réalise de l'eau régale à deux parties d'acide chlorhydrique pour une d'acide azotique; on dissout dans cette eau 2,25 gr. d'or fin et on évapore la solution; on obtient du chlorure d'or, AuCl₃.

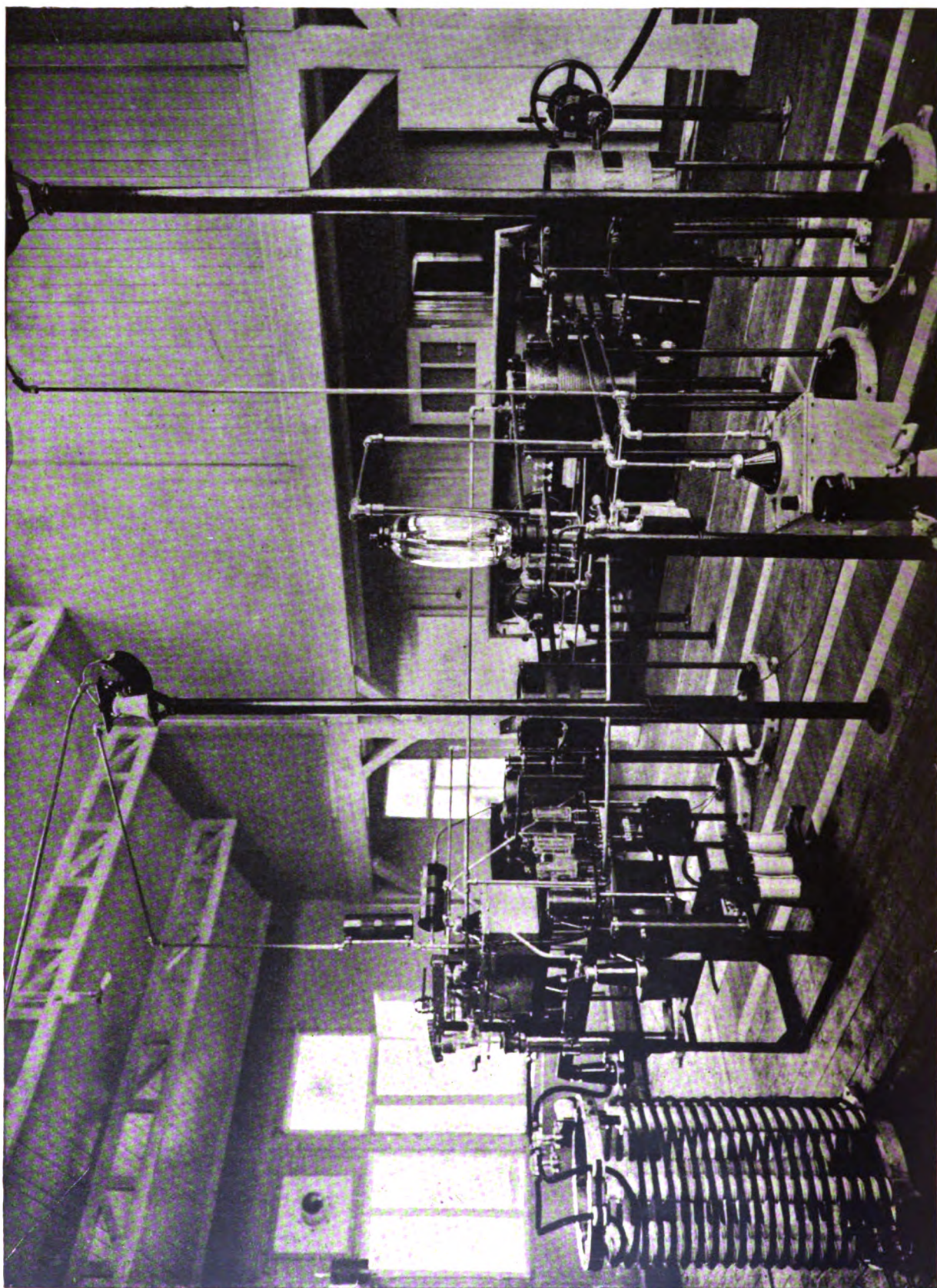
On le traite par de l'ammoniaque en quantité suffisante; on recueille un précipité d'ammonium d'or; on le dissout dans du cyanure de potassium; par précipitation, on recueille du cyanure d'or. On le dissout à froid dans l'eau distillée étendue à 1,10 litre.

2. L'argenture.

Cette formule, en dehors de toutes les applications possibles en électricité, peut être utilisée pour la remise en état de couverts de table. Si on réalise une installation pour le cuivrage et le ni-



LA STATION ÉMETTRICE DE BOSTON



LA STATION PRINCIPALE DE LJUBLJANA

kelage, il est facile d'employer la source dans ce but.

Pour obtenir un dépôt bien adhérent et durable, on cuivre primitivement les pièces par le procédé qui sera exposé plus loin. L'opération peut avoir lieu directement quand il s'agit de recouvrir certains métaux : laiton, fer, zinc, étain, etc...

L'amalgame paraît nécessaire pour l'argenture.

On se sert généralement de la formule suivante, due à Roseleur :

| | |
|----------------------------|---------|
| eau distillée | 1 litre |
| cyanure de potassium | 50 gr. |
| cyanure d'argent | 25 gr. |

3. Nickelage.

Les deux opérations suivantes sont très courantes, bon marché, permettant de nombreuses opérations pouvant rendre service chaque jour. De plus, c'est un fort joli sujet d'expérience dans un cours ou en famille, par suite des changements de coloration que subit la solution primitive; au fur et à mesure qu'on prépare le bain on observe des passages du vert au bleu ou blanc laiteux qui sont fort jolis. L'art peut toujours se mêler à la science.

Le but de l'opération est de préserver une pièce de l'oxydation.

La préparation des objets à soumettre au nickelage doit être tout à fait soignée; le processus qui a été décrit précédemment devra être suivi à la lettre si on veut obtenir un résultat durable. Dans le cas de pièces en zinc, ce qui est rare en T. S. F., il faut procéder à un cuivrage préalable.

Le bain le plus courant est le suivant:

| | |
|--------------------------|-------------|
| eau distillée | 100 parties |
| sulfate double de nickel | |
| et d'ammoniaques. . . | 4 — |
| Carbonate d'ammoniaque | 3 — |

Toutes ces solutions sont faites à froid; il faut un certain temps pour les présenter, et dans le cas où on veut faire une expérience, il est bon de préparer le tout à l'avance.

La teinte du revêtement ainsi obtenu est gris noirâtre tirant sur le bleu foncé; pour obtenir le gris clair brillant caractéristique du nickel, on lave successivement à l'eau froide puis bouillante et on met sécher dans la sciure de bois.

Dans cette opération, la coloration est constante; elle est d'un beau vert. Le choix de l'anode sera traité plus loin.

4. Cuivrage.

La formule du bain à froid — bain Gauduin — est la suivante :

| | |
|-------------------------|---------|
| eau de pluie..... | 1 litre |
| sulfate de cuivre | 25 gr. |
| acide oxalique | 55 gr. |
| ammoniaque..... | 50 gr. |

La manière de procéder qui m'a donné les meilleurs résultats est la suivante:

a) On dissout le sulfate de cuivre dans l'eau; je ferai remarquer que les matières à employer sont définies chimiquement; il faut donc les obtenir avec la plus grande pureté possible. On obtient un liquide d'une belle coloration bleue.

b) On ajoute à la solution ainsi obtenue l'acide oxalique. Il se produit alors un superbe précipité bleu roi.

c) On met dans le vase où on a laissé la totalité de la matière, l'ammoniaque. La solution devient blanc laiteux. Ces différentes opérations sont fort divertissantes.

Je ne veux pas m'étendre plus longuement sur les bains. Je me suis borné aux cas usuels; évidemment il y en a d'autres, mais ce sont ceux qui m'ont donné les meilleurs résultats que j'ai voulu seulement proposer.

B. LE PROBLÈME ÉLECTRIQUE.

Les lignes précédentes ont pour but de mettre entre les mains de l'amateur la solution constituant l'électrolyte. Mais un circuit comporte :

une source dont il faut connaître la tension et l'intensité utiles;

un circuit comportant deux électrodes plongeant dans la solution définie plus haut; de manière à étudier ce problème d'assez près, je verrai successivement :

I. Ce qui a trait au circuit :

- choix de l'anode.
- choix de la cathode.

II. Ce qui définit la source :

- tension.
- intensité.

III. Nature de la source :

- au point de vue industriel.
- pour les amateurs.

Evidemment, le choix de la source pour une industrie est peu intéressant pour un amateur; pourtant les solutions employées étant curieuses et peu connues, je tiendrai à les passer en revue. Ce sera une occasion d'examiner les dynamos particulières employées dans ce but. Nous allons donc examiner successivement ces divers problèmes.

I. LE CIRCUIT DE LA CUVE ÉLECTROLYTIQUE

Le bain est contenu dans un vase; le courant lui est amené par des pièces métalliques appelées électrodes. Le pôle positif ou celui par lequel arrive le courant (relié au pôle de même nom de la source) est l'anode; la cathode est l'électrode de sortie du courant.

La pièce à recouvrir d'un dépôt métallique est mise à la cathode; elle doit plonger complètement dans le liquide.

Pour l'anode, le problème n'est pas aussi simple et de beaucoup.

Dans le cas du nickelage, par exemple, les anodes peuvent être :

soit solubles et constituées par une

plaque de nickel de dimensions supérieures à celle de la cathode;

soit insolubles et en charbon.

Le résultat reste le même dans les deux cas; dans le cas du cuivrage, par exemple, il en est de même. Il faut pourtant remarquer une différence essentielle entre les deux solutions.

Dans le cas où l'anode est soluble, elle entretient la concentration du bain électrolytique, par reconstitution à ses dépens du sulfate de cuivre décomposé. On évite ainsi l'entretien du bain; il suffit de mettre à l'anode une masse de cuivre assez grande pour être tranquille pour longtemps. C'est, à mon avis, la seule solution acceptable pour un amateur, la seule pratique.

On peut aussi se servir d'une anode insoluble, charbon, par exemple; pour maintenir la concentration de l'électrolyte constante, il faut ajouter des cristaux de sulfate de cuivre en surplus.

Au fond, il suffit de bien se pénétrer de l'idée suivante: j'ai besoin d'un dépôt, donc je consomme une certaine quantité de matière; suivant le cas, celle-ci est empruntée soit à l'anode par l'intermédiaire du bain, soit à des cristaux.

On pensera ainsi toujours que le résultat produit résulte d'une action chimique, que nous avons étudiée, et d'une autre électrique, que nous allons passer en revue.

II. DÉFINITION DE LA SOURCE DE COURANT

Pour caractériser complètement une source de courant, il faut connaître :

d'une part, la différence de potentiel à ses bornes et à celles de la cuve.

d'autre part, l'intensité du courant à débiter.

Pour compléter ce que, aux considérations générales, j'ai déjà eu l'occasion de dire, il faut remarquer que la chute de tension dans les fils d'aménée doit, comme toujours, être ramenée à la plus petite valeur possible. La très forte intensité du courant et la faible tension imposent des précautions spéciales à ce sujet et il sera bon de ne pas perdre de vue ce point dans l'installation.

J'examinerai donc la tension à procurer aux bornes de la cuve électrolytique, l'intensité pour donner un dépôt convenable (par unité de surface), l'intensité nécessaire pour déposer 1 kg. de matière à l'heure. Une simple proportion donnera la solution de tous les problèmes qui se poseront à l'amateur.

En règle générale, il ne faut pas trop activer la réaction car le dépôt s'effectue mal et devient granuleux.

a) TENSION

J'ai déjà donné un certain nombre de chiffres. Voici le rappel de quelques valeurs à ce sujet.

| | | |
|--------------|-----|------|
| cuivre | 1,5 | volt |
| argent..... | 1 | — |
| or | 4 | — |
| nickel..... | 3 | — |

Ce sont des valeurs moyennes qui varient un peu suivant la nature du métal servant de support.

Comme je l'ai fait remarquer, ces valeurs se font remarquer par leur petitesse. La source aura une différence de potentiel entre ses bornes égale à environ 5 volts.

b) INTENSITÉ

PROCURANT UN DÉPÔT NORMAL

L'intensité ci-dessous est donnée en ampères par décimètre carré de surface :

| | | |
|--------------|-----|------|
| cuivre | 0,5 | amp. |
| argent | 0,3 | — |
| or | 0,1 | — |
| nickel..... | 1,4 | amp. |

tombant à 0,2 amp.

Ce sont là des intensités ayant l'avantage de procurer l'adhérence et l'uniformité du dépôt.

Evidemment, l'opération pourrait durer moins longtemps, mais la qualité s'en ressentirait. En effet, pour déposer un poids de métal, il faut un courant d'autant plus intense que le temps de l'opération sera plus grand.

c) DÉPÔT HORAIRE

Pour le cuivre, le dépôt horaire donné par un ampère est de 1,18 gr. et pour 1 kg. il exige le passage de 850 amp.

J'ai dit que l'intensité normale, pour le cuivre, était de 0,5 amp. ; pour obtenir une couche d'une certaine importance sur une surface de 1 dm², il faudra donc un temps assez appréciable dont on peut se rendre compte ; supposons que nous voulions que le revêtement ait une épaisseur de 0,1 mm. ; ceci représente un volume de 1 cm³ ; la densité du cuivre étant environ 9, le dépôt pèsera donc 9 grammes ; à l'intensité ci-dessus — 0,5 amp. — il faudra donc un temps.

$T = 15$ heures

Dans le cas de l'argent :

1 ampère dépose : 4 grammes à l'heure ; 250 ampères permettent le dépôt de 1 kg. d'argent en une heure.

Si on a affaire à l'or :

1 ampère procure 2,45 gr. à l'heure. 410 ampères donnent 1 kilo à l'heure.

Enfin, pour le nickel, le dépôt horaire n'est plus que de 1,1 gr. à l'heure, et il faut 910 amp. pour un kilo.

Le petit tableau ci-dessous résume ces quelques lignes :

| | | | | | |
|-----------|------|-----|-----|------|----------|
| cuivre .. | 1,18 | gr. | 850 | amp. | au kg-h. |
| argent... | 4 | — | 250 | — | — |
| or | 2,45 | — | 410 | — | — |
| nickel... | 1,11 | — | 910 | — | — |

Ces chiffres pourront guider utilement l'amateur pour la mise au point de son installation.

d) DÉFINITION DE LA SOURCE

Suivant la catégorie d'opérations que nous envisageons, nous allons maintenant trouver deux voies très nettement différentes ; seule la tension restera la même pour un même bain :

Pour une installation d'amateur, où les pièces auront toujours une très faible surface, l'intensité requise restera faible et pourra être de l'ordre du demi-ampère si on veut un beau dépôt ou, au maximum, de 5 à 6 ampères.

Pour une installation industrielle, au contraire, étant donné l'importance de l'énergie mise en jeu, on peut avoir recours à deux solutions et monter les cuves soit en parallèle, soit en série.

On remarquera que, dans le premier cas, c'est sur l'intensité qu'on agira et ceci aura lieu d'une manière tout à fait automatique. Si on emploie, au contraire, un couplage en série, il faudra absorber une partie de la tension dans une résistance extérieure et le résultat sera moins bon.

Nous aurons d'ailleurs l'occasion de revenir sur différents points dans la suite de cet exposé. Il est, en effet, plusieurs questions qui ne manqueront pas d'intérêt.

III. NATURE DE LA SOURCE.

Comme je viens de l'écrire, suivant l'importance de l'installation qu'on a en vue, la nature de la source variera. On se souviendra des données essentielles suivantes :

a) La tension reste petite et de l'ordre de 5 à 7 volts. On peut, d'ailleurs, se servir d'une source légèrement plus forte et pratiquer, comme nous le verrons, deux opérations simultanément.

b) L'intensité restera petite dans le cas des amateurs car la surface sur laquelle on opère sera toujours petite ; dans l'industrie, au contraire, l'importance des pièces à traiter imposera des intensités atteignant plusieurs milliers d'ampères.

c) La source sera obligatoirement de courant continu ; seul, celui-ci, par la permanence du sens de son action, peut permettre la séparation des ions dissociés par la dissolution.

Les caractéristiques essentielles sont donc :

basse tension,
intensité moyenne ou grande,
courant continu.

a) INSTALLATION D'AMATEUR

Dans ce cas, les pièces à revêtir ont toujours une surface totale très faible ; l'intensité à débiter est donc assez réduite ; le fini pouvant être un peu moins bon, on pourra envisager des densités de courant plus grande si on veut diminuer la durée de l'opération ; en atteignant 4 ou 5 amp. au décimètre carré, on se trouvera en face d'une limite à ne pas dépasser.

Par suite, et aussi parce qu'on ne travaillera qu'avec une seule cuve, trois solutions peuvent être employées ; on se souviendra que le renversement du sens du courant est possible et on suivra, quant aux machines, les quelques idées qui seront énoncées plus loin sur les installations industrielles.

1^{re} solution : *accumulateur*. En employant de 1 à 3 éléments au plomb, on peut faire face à toutes les opérations électrolytiques ; c'est évidemment la solution idéale : pas de renversement de polarité possible, surveillance réduite au minimum, entretien nul, très grande régularité des actions. La seule chose à laquelle il faut penser dans ce cas est d'éviter que l'accumulateur se décharge à fond puisqu'il peut en résulter une détérioration pour lui.

2^e solution : *redresseur*. L'utilisation du courant continu pour ces opérations est absolument impossible et ceci pour les raisons qui le font repousser tant pour la charge des accumulateurs que pour l'alimentation directe des filaments à consommation normale.

L'emploi des piles ne saurait se concilier et être économique, étant donnée l'intensité qu'on désire obtenir.

Le redresseur fournit, dans ce cas, du courant alternatif ; que ce soit à vapeur ou à oxyde, on rencontre pas mal d'avantages, mais aussi quelques inconvénients.

Parmi les avantages, je signalerai : la simplicité, la robustesse, l'absence totale d'entretien, le système étant auto-disjoncteur.

Parmi les inconvénients il faut retenir l'inconstance et l'irrégularité du courant obtenu qui donnent au dépôt une allure discontinue.

3^e solution : *groupe convertisseur*.

Ce système se répand assez pour la charge des accumulateurs et donne toute satisfaction ; équipé par un moteur universel, il permet de passer à n'importe quel mode de courant ; la constance est suffisante ; la tension se règle très aisément ; malheureusement, l'entretien et la surveillance sont importants ; le prix de revient est élevé et le rendement médiocre.

Que faut-il donc choisir dans ces diverses solutions ? A mon avis, il n'y a pas d'hésitations permises ; étant donné que, pratiquement, la deuxième et troisième solutions sous-entendent la présence d'un accumulateur car elles sont incapables de procurer une alimentation directe du poste, il est infiniment supérieur de toujours utiliser le premier cas.

Le bain sera placé dans un vase soit en grès comme pour une pile, soit en celluloïd comme pour un accumulateur.

On se gardera bien de le fermer complètement ; il faudra :

d'une part, ménager un orifice d'échappement des dégagements gazeux qui ne manqueront pas de se produire au cours de l'opération ;

d'autre part, mettre l'ensemble dans un endroit bien aéré. Si, théoriquement, les réactions ne produisent qu'une reformation d'une quantité de sulfate de cuivre égale à celle décomposée, il faut bien admettre que, pratiquement, il en est autrement : ceci tient aux impuretés qui se trouvent dans les matières que l'on emploie et aussi aux excès des liquides dans lesquels les solutions ont été faites.

Les fils de connexions seront réduits à leur plus simple expression ; le meilleur résultat que j'ai jamais obtenu était dû à un appareil dans lequel les pôles de l'accumulateur étaient réunis à la cuve par des tiges de cuivre de 2 cm. $\times$ 1 mm. et d'une longueur telle que les deux bacs se touchaient.

Malgré la régularité de l'opération, il est bon de surveiller de temps à autre pour se rendre compte du bon ordre de l'installation.

On pourra laisser le dépôt se poursuivre la nuit, il n'y a aucun danger. De deux choses l'une, ou bien il continuera et sera peut-être un peu fort le lendemain, ou s'arrêtera de lui-même (accumulateur déchargé ou électrode soluble disparue).

Il faut que la tension minimum de l'accumulateur soit supérieure à celle à maintenir aux bornes de la cuve ; il faut surveiller ceci si on n'a pas pris la précaution de survolter un peu l'installation.

On peut, aussi, adopter une solution mixte et monter l'accumulateur en tampon ; ceci ne me paraît intéressant que si on envisage exceptionnellement une opération plus importante.

b) INSTALLATIONS INDUSTRIELLES

Seule, la machine est possible dans un tel cas ; la connexion des bacs en série n'est pas recommandée. Les machines à employer se caractérisent donc :

a) par une très faible force électromotrice ;

b) par une résistance d'induit extrêmement réduite ; il faut se tenir à une valeur de l'ordre de grandeur du millième d'ohm ;

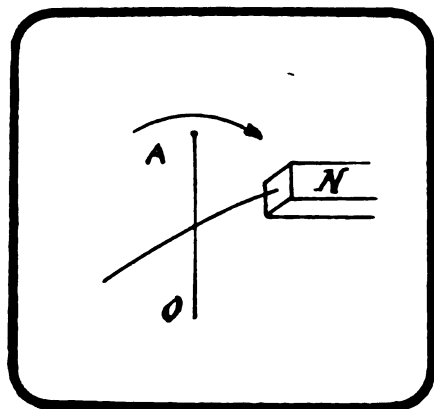


Fig. 1

c) par un grand nombre de bobines d'induit, donc de lames du collecteur : ceci a pour but d'obtenir, dans le circuit extérieur, une courbe de tension aussi rectiligne que possible.

d) L'excitation sera séparée, shunt, ou compound à l'exclusion de la dynamo

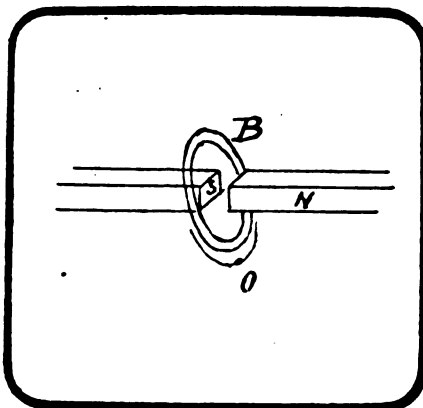


Fig. 2

série dans laquelle on pourrait constater des renversements de polarité.

e) Il sera avantageux que la différence de potentiel aux bornes varie aussi peu que possible en fonction de l'intensité débitée.

Dans diverses machines Brush à double excitation, la différence de potentiel aux bornes ne varie que de 3,3 volts à 4,1 volts quand l'intensité du courant variait de 300 amp. à vide.

Les intensités débitées sont couramment de l'ordre de plusieurs milliers d'ampères : à priori, pour faire passer une telle intensité dans l'induit celui-ci devra être composé de barres de cuivre.

En admettant deux ampères au mm², ce qui pour un organe isolé semble une valeur convenable, un courant de 3.000 ampères exigera une surface : $S = 1.500 \text{ mm}^2 = 15 \text{ cm}^2$.

Ceci représente des barres à section carrée ayant un peu plus de 12 cm. de côté.

Il y a lieu aussi de prendre diverses précautions pour que le collecteur assure un fonctionnement normal.

En dehors de la solution de la dynamo normale, je voudrais donner quelques renseignements sur d'autres conceptions. En effet, il faut toujours avoir présent à l'esprit :

- la faible tension exigée ;
- la petite résistance d'induit à réaliser.

Les trois solutions que j'examinerai sont les suivantes :

- 1° Machines à inducteur unipolaire.
- 2° Machine à disque.

1° Machine unipolaire

Soit un pôle nord N (fig 1) ; seul il nous intéresse. Supposons que, per-

pendiculairement aux lignes de force, je fasse déplacer un conducteur A ; entre ces deux points je recueillerai une force électromotrice dont la valeur dépend.

a) de la valeur de l'intensité du champ magnétique ;

c) de la vitesse de rotation ;

c) de la longueur du conducteur.

On arrive avec de telles machines à obtenir des chutes de tensions internes extrêmement réduites.

2° Machine à disque.

Comme dans toute machine électrique, le résultat fondamental à obtenir est que les bobines aux bornes desquelles on veut recueillir une force électromotrice, soient mises en mouvement dans un champ de telle sorte que le nombre des lignes de force qui la traverse varie continuellement.

Dans le système présent (fig. 2), la bobine doit donc avoir une surface telle qu'elle couvre la totalité d'un pôle.

On remarquera que la distinction entre ces deux systèmes est tout à fait relative et que l'action qu'on a utilisée dans le premier cas se manifeste aussi ici.

CONCLUSION.

Dans le problème de l'électrolyse, il y a un certain nombre de questions ; j'ai essayé de les exposer séparément.

On rencontre tout d'abord l'électrolyte ; c'est à cette solution qu'on demande une dissociation préalable pour permettre une orientation des ions lors du passage du courant ; c'est donc elle qui cédera le métal qu'on emploiera ; elle sera maintenue à une concentration constante soit par le procédé de l'anode soluble, soit par un excès de cristaux. On plongera dans cet électrolyte une cathode formée par l'objet à recouvrir, et une anode soluble ou insoluble.

Enfin la source sera, suivant le cas, un accumulateur ou une machine.

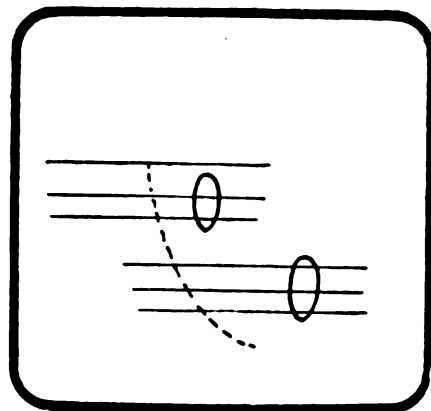


Fig. 3

LA TECHNIQUE PHONOGRAPHIQUE

Les amplificateurs d'enregistrement

par L. DUMY, *Ingénieur*

■ ■ ■ ■ ■

NOUS avons vu le mois dernier les amplificateurs d'enregistrement types utilisés avec les microphones à grenaille de charbon usuels. Nous allons voir maintenant l'utilisation du microphone à condensateur.

Dans un microphone à charbon, nous utilisons les variations de résistance de l'espace entre les deux électrodes. Dans le cas qui nous occupe aujourd'hui, nous n'avons pas de variations de résistances mais une variation très légère de la capacité existant entre une plaque fixe d'une part, *a*, et deux plaques vibrantes, *b* et *c*, extrêmement légères, situées de chaque côté, d'autre part. (fig. 1).

Les sans-filistes savent trop bien que lors de la réception des ondes courtes les variations très légères des capacités d'accord provoquent des variations très importantes des conditions d'accrochage. L'un des systèmes d'amplification utilise cette constatation.

La figure 2 représente la photographie d'un microphone condensateur et de son amplificateur préliminaire (boîte métallique située dans le pied).

Le microphone proprement dit se

trouve à la partie supérieure. C'est la pièce métallique ronde suspendue élastiquement à quatre des côtés d'un octogone. Le tube support métallique contient les fils de connexions, il se trouve gainé de caoutchouc ayant pour but d'éviter les résonances propres du support.

L'amplificateur, entièrement blindé, contient un système à deux lampes capable de transformer les variations de capacité du condensateur microphone en courant modulé, qui est alors amplifié par un amplificateur principal. La figure 3 donne le principe d'un tel appareil.

La première valve est montée en oscillatrice. Son circuit oscillant étant calé sur une longueur d'onde voisine de 200 mètres. Cet ensemble oscillateur est enfermé dans une cage métallique particulière empêchant toute radiation externe. Une petite bobine insérée dans le circuit oscillant sort de la cage et assure le couplage convenable avec un circuit oscillant de réception dont le condensateur microphone dépend, comme le ferait un condensateur vernier. Un condensateur variable permet d'accorder le circuit de réception sur la longueur d'onde convenable. Disons de suite que cette longueur d'onde pour une reproduction fidèle n'est pas exactement celle de l'oscillateur. Il y a deux longueurs d'ondes possibles pour ce circuit oscillant, correspondant chacune à l'une des parties rectilignes de la courbe de résonance.

La lampe en liaison avec le circuit de réception est du même type que la première. Elle agit comme détectrice par la caractéristique de plaque. Point n'est besoin en effet de sensibilité, mais bien avant tout de pureté. Une résistance *R* placée dans le circuit plaque est traversée par le courant modulé

détecté et l'on peut recueillir aux bornes de la dite résistance les variations de potentiel à fréquence musicale que l'amplificateur principal amènera à puissance convenable.

La figure 4 représentera le schéma

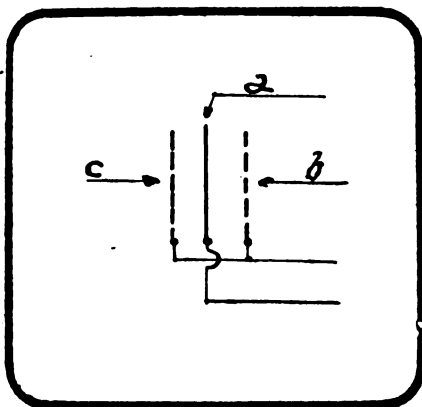


Fig. 1.

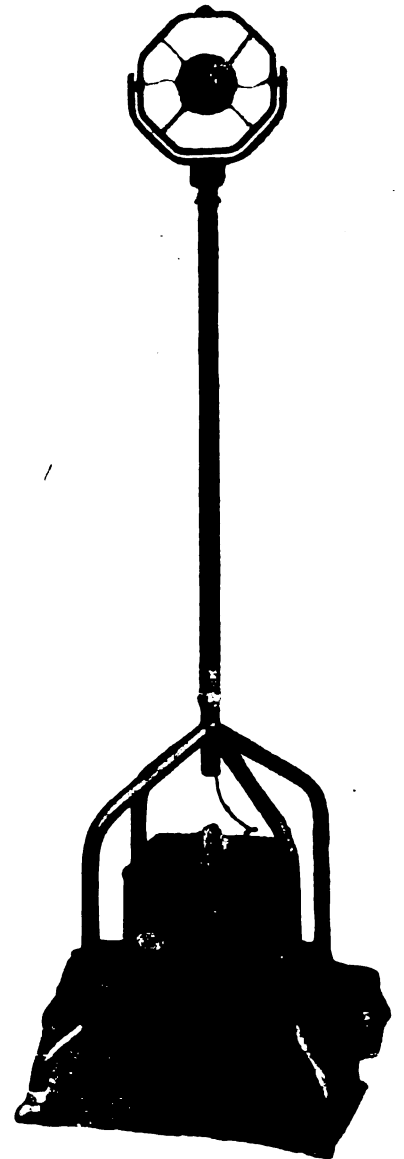


Fig. 2.

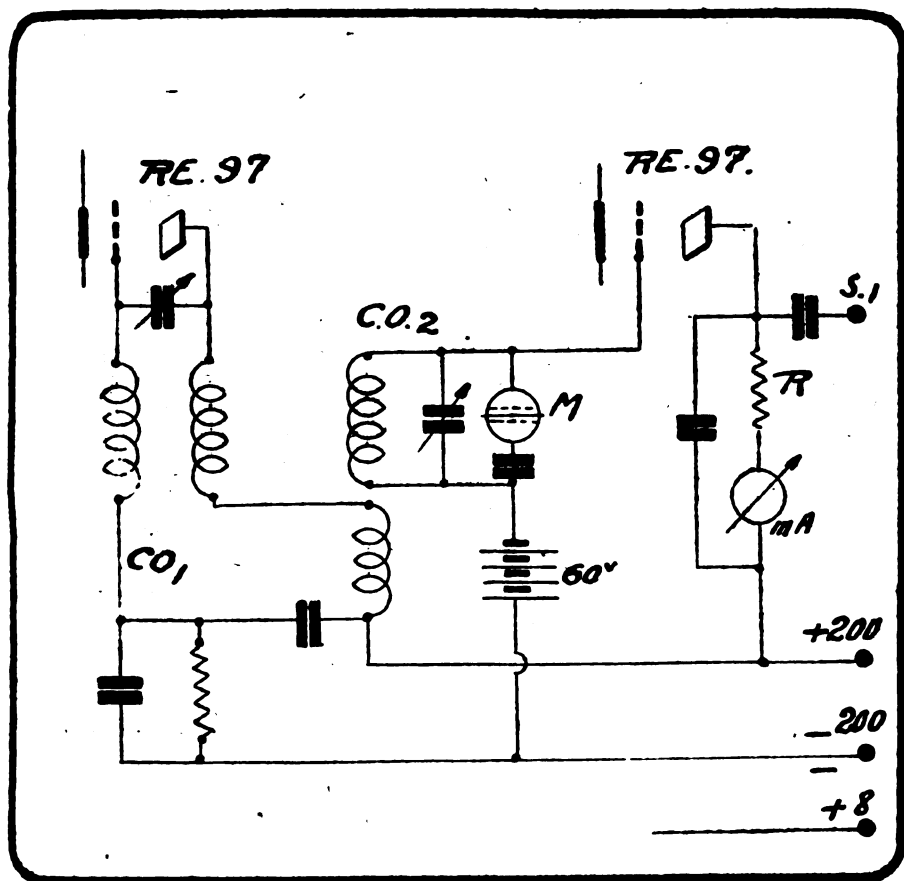


Fig. 3

d'un tel amplificateur, schéma, nous l'avons vu, bien classique, qui n'a de particulier que la mise au point des résistances et des capacités en accord avec les valves. Les précautions usuelles sont prises quant au blindage et la mise à la terre des cages de transformateurs et de selfs à fer.

Il n'est pas nécessaire cependant d'avoir recours à une lampe oscillatrice pour transformer les variations de capacité du condensateur microphone en variations du courant téléphonique. Le schéma que nous donnons montre les éléments d'une telle installation (fig. 5).

Le condensateur microphone est relié au pôle positif de la batterie anodique par une grande résistance r_1 qui maintient la charge de la capacité constituée par les membranes mobiles et l'armature fixe. Les variations de capacités provoquent des variations de potentiels qui sont transmises à la grille de la première lampe par un condensateur de liaison convenable. Le restant de l'amplificateur est du type dit à résistance. Il n'offre rien de bien particulier.

Le gros avantage de ces installations,

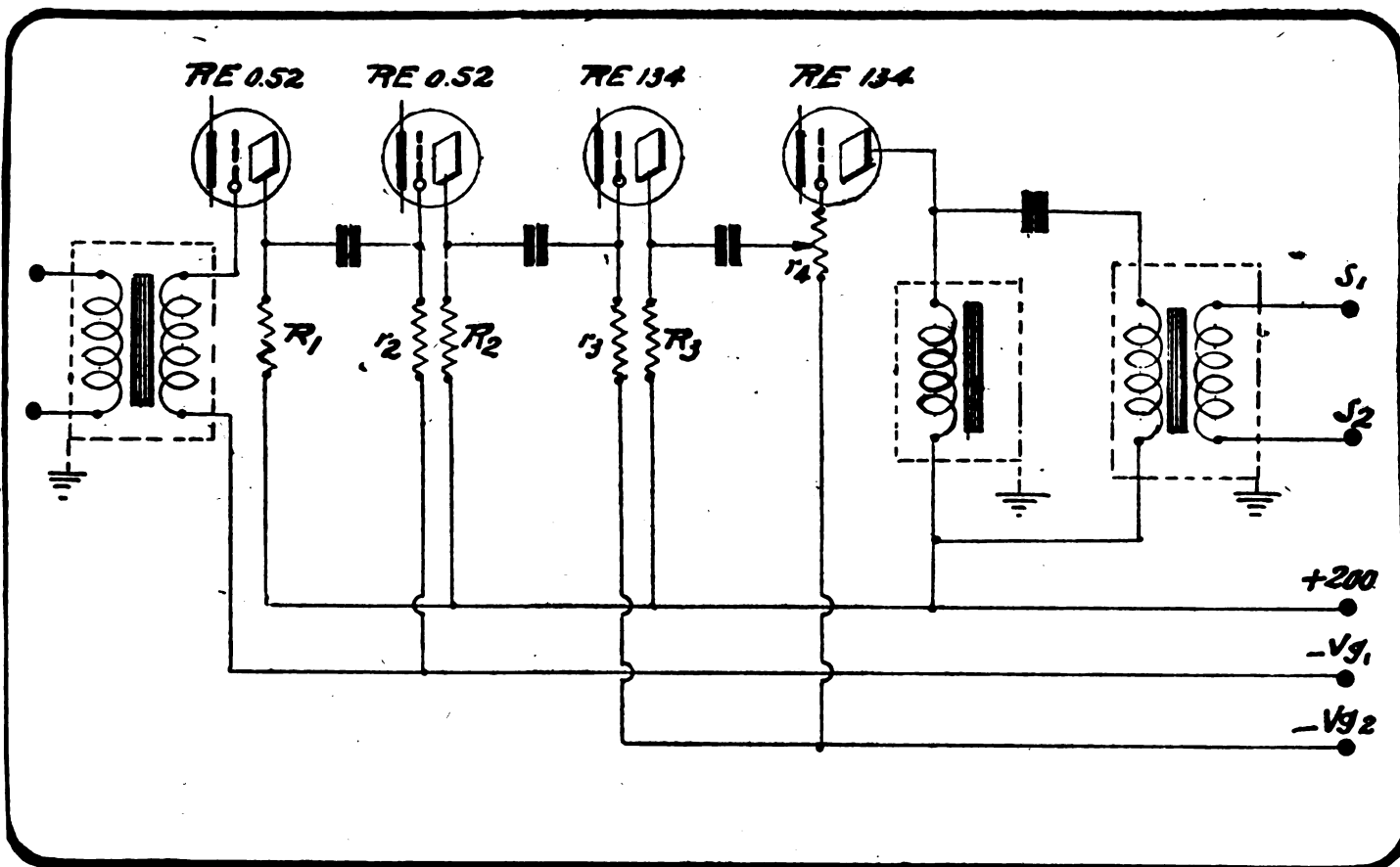


Fig. 4.

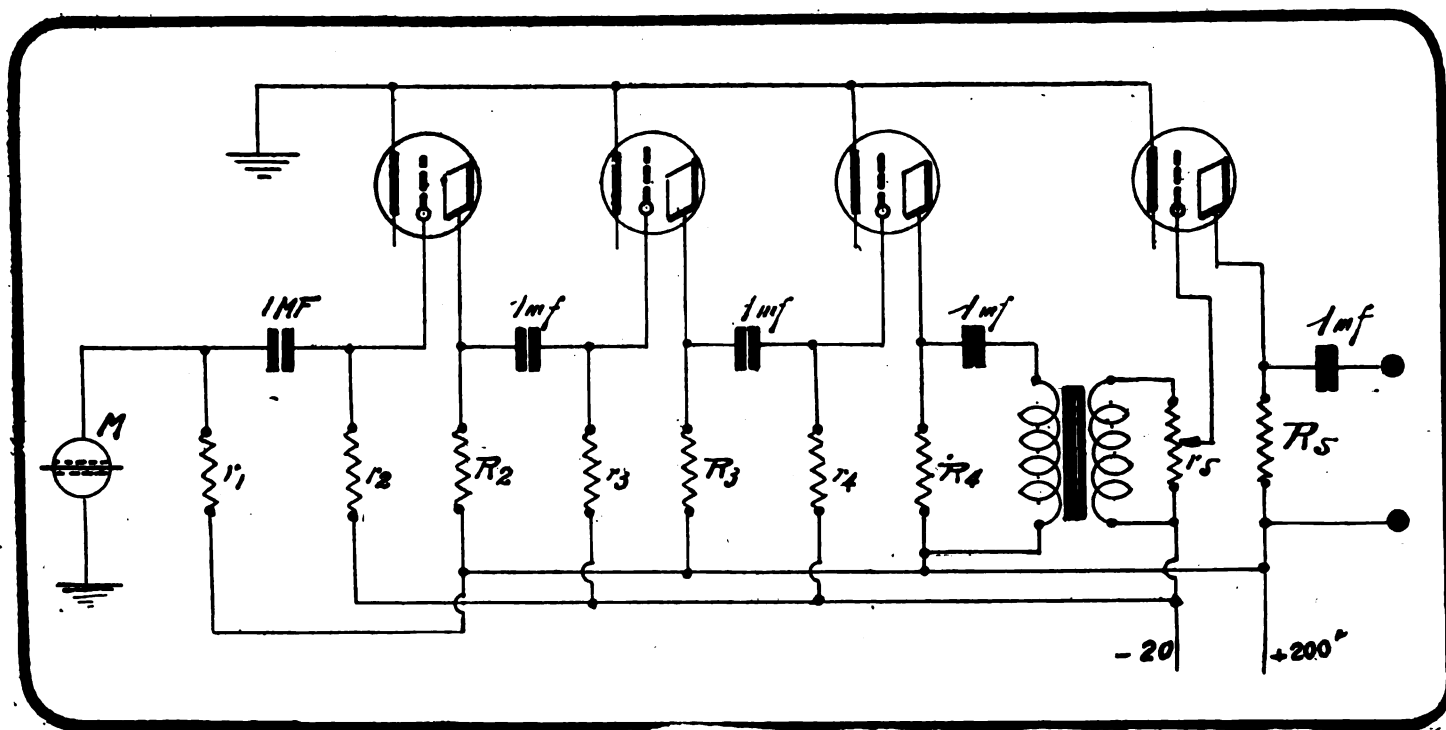


Fig. 5.

outre la très bonne courbe de reproduction eu égard aux fréquences musicales, est le peu de bruit de fond recueilli à la sortie. En effet, seuls les filaments des lampes et les batteries peuvent en produire. De plus la sensibilité est très grande. C'est à notre humble avis l'un des meilleurs microphones actuels.

Comme nous venons de parler de bruit de fond nous pouvons dire deux mots d'un microphone de moins bonne qualité mais qui a tout de même donné des résultats intéressants et qui lui

aussi est exempt de bruit de fond; nous voulons parler du «microphone à bande».

La figure 6 représente la photographie d'un tel appareil. L'organe vibrant est une bandelette d'aluminium extraordinairement peu épaisse, plissée suivant la largeur pour être plus souple et qui en se déplaçant dans un fort champ magnétique donne naissance à un courant de tension très peu élevée mais qu'un transformateur approprié permet de transmettre à un amplificateur convenable. La bande d'aluminium se remarque au centre de la face

avant sur la photographie. Il y aurait peut-être lieu de parler des microphones à bobine mobile, mais l'emploi ne semble pas en avoir été généralisé pour l'enregistrement phonographique.

N.-B. — Dans notre dernier article, une erreur de dessin nous a fait représenter la plaque de la deuxième lampe comme retournant au potentiel de polarisation — V_g . Nos lecteurs auront certainement ramené d'eux-mêmes ce retour à + 250 au lieu de — V_g .

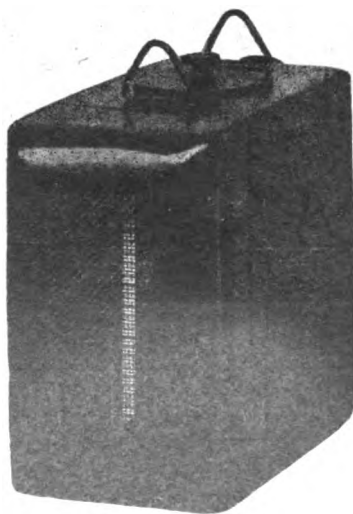


Fig. 6.

Vers la fabrication du disque

par L. DUMY, *Ingenieur*

■ ■ ■ ■ ■

DANS la salle d'enregistrement que nous avons déjà visitée avec vous sommairement, nous avons vu capter les ondes sonores à l'aide d'un microphone. L'énergie vibratoire ainsi captée était transformée en énergie électrique, puis en énergie mécanique dans le graveur. Cette énergie était utilisée pour tracer en somme l'oscillogramme des sons émis dans la salle. L'axe des x n'était pas alors une ligne horizontale mais une spirale à pas constant... Les cires d'enregistrement, nous l'avons vu, étaient des disques d'environ 35 centimètres de diamètre et de trois à quatre centimètres de hauteur. Leur couleur assez particulière était café au lait clair.

Enregistrées, elles représentent l'image réelle du disque. Maniées avec le plus grand soin, elles reprennent d'abord dans des armoires spéciales la température normale, puis dans des boîtes bien feutrées et montées sur suspension élastique elles sont expédiées vers l'usine.

Des numéros provisoires sont gravés à la main sur le bord extérieur des cires, en accord avec les feuilles d'enregistrement, comportant toutes les indications utiles concernant l'étiquetage.

Il reste à reproduire cette empreinte très fragile et qu'on ne saurait pas utiliser, tout au moins dans de bonnes conditions, en un très grand nombre d'exemplaires.

Le moyen qui semble à première vue le meilleur est la galvanoplastie. C'est en effet celui qui est utilisé. Vous avez tous vu dans les traités de physique que la décomposition de certains sels par la pile électrique recevait une importante application dans la « galvanoplastie ». Ce terme servant à nommer l'art de modeler les métaux en les précipitant de leurs dissolutions salines, par l'action lente d'un courant électrique. Cette invention remonterait à la fin de la première moitié du dix-neuvième siècle et serait due au Russe Jacobi. Lorsque l'on veut reproduire

une médaille ou tout autre objet par la galvanoplastie, il faut d'abord s'en procurer une empreinte en creux sur laquelle puisse se déposer la couche métallique qui reproduira en relief l'original. La gutta et la cire sont couramment employées pour obtenir ces empreintes. On commence par recouvrir de plombagine l'objet dont on veut prendre l'empreinte, puis on enduit l'empreinte, une fois démoulée, d'une nouvelle couche de plombagine pour la rendre conductrice.

Pour reproduire ensuite la pièce dont on a obtenu l'empreinte, on prend une cuve remplie d'une dissolution saturée de sulfate de cuivre et, ayant posé dessus deux barres de cuivre reliées respectivement l'une au pôle positif de la pile, l'autre au pôle négatif, on suspend à la première une plaque de cuivre rouge, et à l'autre, le moule qu'on a préparé. Le courant établi, le sulfate de cuivre est décomposé. Le cuivre se rend au pôle négatif, tandis que l'acide et l'oxygène de l'oxyde se rendent au pôle positif, pour y dissoudre le cuivre et régénérer la solution. Il y a transport de métal d'un pôle à l'autre. On peut suspendre simultanément plusieurs empreintes.

Dans le cas qui nous occupe, nous avons une empreinte de cire venant de la salle d'enregistrement. Un atelier spécial la reçoit et avec les plus grandes précautions la recouvre de plombagine. Pour cela des ouvriers (ils sont noirs comme des charbonniers les pauvres !) placent les originaux sur des tourets à axe vertical. De la poudre de plombagine (environ une cuillère à café) est déposée au centre et la cire tournant, les plombagineurs avec des petites brosses extrêmement souples étalent le graphite sur toute l'étendue. La cire devient alors noire et brillante. Une très grande attention est nécessaire pour éviter d'en laisser de petits amas au fond des sillons. De cette première opération dépendra beaucoup la qualité du disque à venir. Le champ de la cire est lui-même plombaginé avec soin, car

c'est lui qui recevra le contact du conducteur d'amenée du courant. La cire est alors placée dans une monture en bois munie de conducteurs reliés à un crochet en cuivre. Transportée à la galvanoplastie, elle est alors mise au bain. La photographie reproduite ci-après (fig. 7) montre un coin de l'atelier. On y voit plusieurs cuves. Ces cuves doublées de plomb pur contiennent l'électrolyte qui est du sulfate acide de cuivre; des plaques de cuivre épaisses sont pendues dans ce bain et reliées au pôle positif d'amenée du courant. Les cires dans leurs montures sont accrochées à des barres de cuivre reliées au pôle négatif. Nous avons oublié de dire que ces dernières barres étaient animées d'un mouvement de va et vient alternatif au moyen d'excentriques. Cette agitation des pièces assure un meilleur dépôt du métal. Les grains en sont plus fins. Avant la mise au bain, la cire et sa monture sont pesées pour permettre de déterminer l'épaisseur des galvanos obtenus et d'arrêter quand la couche du métal est suffisante.

Sur la photographie un ouvrier examine un « galvano » déjà avancé. Les tuyaux que l'on voit à l'arrière-plan sont des conduites de vapeur permettant s'il est besoin de maintenir une température convenable.

La durée de cette première phase est généralement assez longue : d'une part la cire qui a été mise au bain sera hors d'usage quand on la retirera. Il est nécessaire de bien soigner ce premier « galvano » qui devra tenir lieu de « disque mère ». D'autre part le dépôt est assez lent à se former. Au début, la plombagine représente une résistance assez élevée et la vitesse de dépôt est faible. Il ne faut pas en effet qu'une élévation de température vienne détriorer la cire. Enfin, pour éviter les déformations, les grains, il est nécessaire que la pièce soit assez épaisse.

Des essais ont été effectués pour activer cette première opération. On a essayé, il y a déjà bien longtemps, de

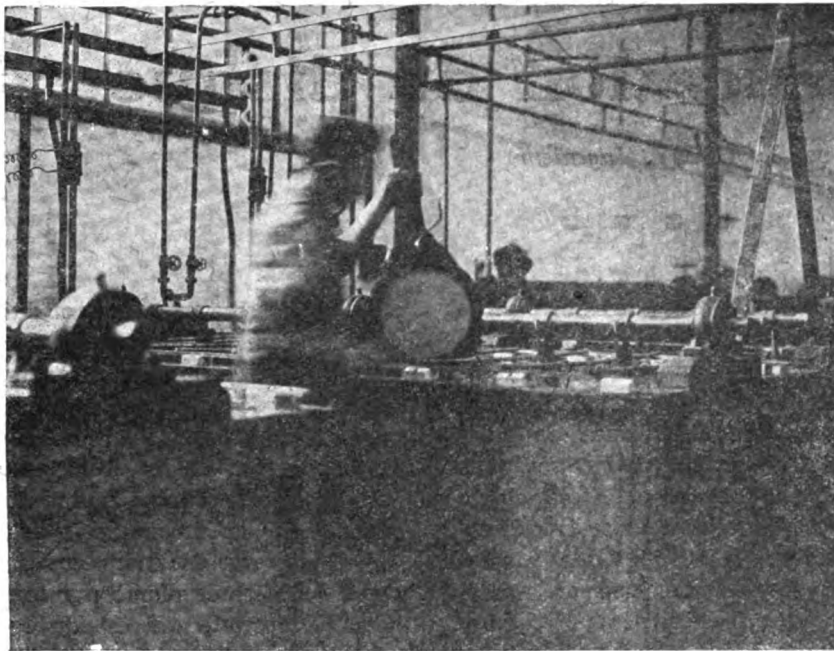


Fig. 7

dorer, d'argenter les cires, mais est-ce faute de connaissances techniques suffisantes à l'époque, soit impossibilité, il n'y eut rien qui sortit du domaine du laboratoire.

Revenons à notre premier galvano. Quand il a l'épaisseur voulue, c'est-à-dire le poids voulu, il est sorti du bain et ensuite démoulé. Toutes les bavures des bords sont enlevées et si les bains sont très purs, la face arrière est très unie. Pour éviter l'oxydation, la pièce est nickelée par des procédés analogues à ceux que l'on emploie dans l'industrie, mais avec toutefois beaucoup plus de soin et de propreté. La couche de nickel déposée (voir fig. 8, une cuve de nickelage), il serait possible avec cette empreinte d'obtenir par moulage des disques comme ceux que nous connaissons ; mais si un accident survient ou même simplement l'usure, il faudrait recommencer l'enregistrement, chose beaucoup trop onéreuse. Aussi la galvanoplastie est encore mise à contribution.

Le premier galvano nickelé reproduisant l'image inverse du disque est sulfuré puis remis quelque temps dans un bain de nickel et ensuite dans un bain de cuivre où il séjourne un peu plus longtemps. Le deuxième galvano ainsi obtenu est l'image exacte du disque. On

peut le décoller du premier grâce à la légère sulfuration.

Il est possible alors d'écouter avec des aiguilles en fibre, pour ne pas rayer. Sur une machine à graver spéciale, le numéro porté à l'extérieur, lors de l'enregistrement sur la cire, est reproduit au centre, auprès des derniers sillons ; puis, de nouveau, si l'audition

est bonne, ce deuxième galvano repasse aux bains pour en donner un troisième, qui lui alors sera traité spécialement pour servir au travail de fabrication des disques. Cette méthode de fabrication de plusieurs galvanos est très intéressante car elle permet d'avoir plusieurs galvanos de travail et leur remplacement éventuel en cas d'accident ou d'usure.

Toutes ces opérations décrites très succinctement donnent une très faible idée de ce qu'est en réalité ce travail dont dépend absolument la qualité du disque. Si le plombage est mal fait, le disque peut faire du bruit de surface en trop grande quantité. Il peut y avoir même des manques au dépôt, ce qui oblige de refaire l'enregistrement. Pour la galvanoplastie proprement dite, toute impureté ou toute malpropreté dans les manipulations peut amener des accidents mettant hors d'usage les pièces en cours de travail. Par ailleurs, si celui qui écoute des disques ne cherche pas trop loin, il est permis quand même de se demander comment après toutes ces transformations, toutes ces reproductions, ce que nous entendons sortir de notre appareil peut-il avoir une aussi belle qualité que celle des enregistrements modernes.

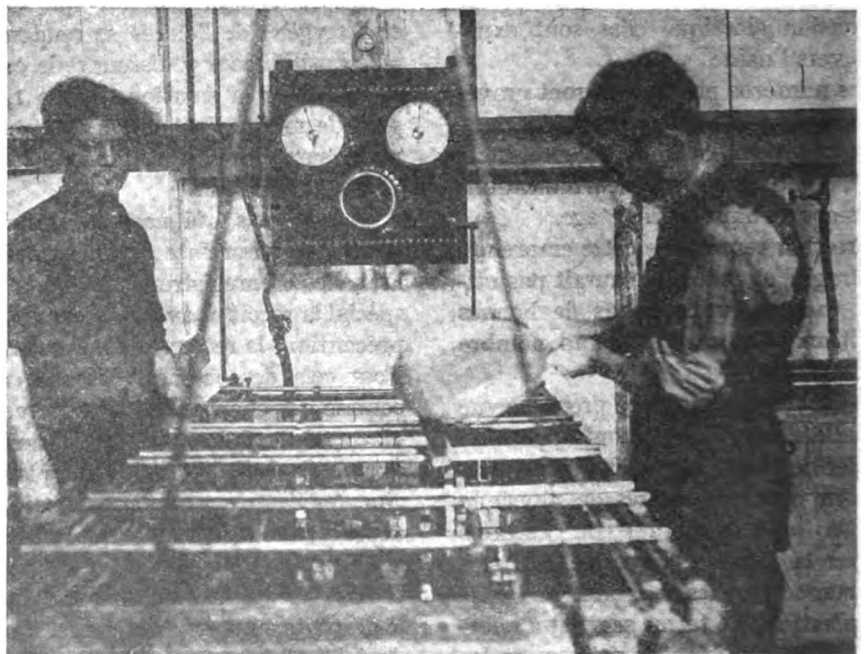


Fig. 8

■ ■ ■ ■ ■

TELEVISION

Au sujet des cellules photo-électriques

par L. de LA FORGE

■ ■ ■ ■ ■

A la suite d'une conférence de M. Baird sur la télévision, faite à une séance de la British Association à l'Université de Leeds, un membre de cette association, M. W. G. W. Mitchell, proposa un vote de remerciements et suggéra l'idée de la création d'une Société de Télévision. Cette idée fut accueillie avec enthousiasme, et la Société ne tarda pas à vivre.

Son président en est le docteur J. A. Fleming, et Mr. Baird, inventeur de la télévision réalisée, en est membre honoraire, et seul membre honoraire.

Le 1^{er} mai 1928, cette société tint sa première réunion générale, et depuis des réunions mensuelles se sont régulièrement succédées. L'organe de cette société est la revue *Television*, dont le premier tome complet vient de paraître (1^{er} mars 1928 - 1^{er} février 1929).

Les comptes rendus des réunions de la société y sont inscrits, et à chaque réunion une conférence est faite par un des hommes de science les plus éminents de la Grande-Bretagne sur un sujet touchant la télévision.

Parmi ceux-ci, l'un des plus intéressants nous semble être la conférence faite par M. W. G. W. Mitchell sur les *Cellules sensibles* à la lumière, dont le compte rendu est donné dans le numéro de juillet 1928. La cellule sensible à la lumière est, en effet, l'organe fondamental de la télévision. De ce compte rendu nous extrayons ce qui suit, et qui constitue un exposé général de la question des cellules sensibles à la lumière.

LES CELLULES SENSIBLES A LA LUMIÈRE

Tout d'abord je m'occuperai de la cellule au sélénium, et ensuite, après avoir effectué des démonstrations sur la cellule au sélénium, nous dirigerons notre attention sur la cellule photo-électrique, en gardant présent à l'esprit que, autant que possible, je désire plutôt mettre en lumière les résultats, et la manière de les obtenir, que discuter les principes et les théories qui entrent

en jeu; je suivrai en ceci l'exemple de l'homme qui va à bicyclette ou qui conduit une auto avant d'essayer de mettre l'une ou l'autre en morceaux.

PHOTO-CONDUCTIBILITÉ ET PHOTO-ÉMI

L'action de la cellule de sélénium dépend de la propriété bien connue du sélénium de changer de résistance électrique quand il est exposé à la lumière, et on peut dire de suite qu'avec la cellule moderne, des lectures tout à fait appréciables et atteignant des *milliampères* de courant, sont possibles, quand on utilise une différence de potentiel de 60 à 70 volts aux bornes de la cellule.

En utilisant des cellules photo-électriques, d'un autre côté, à moins que des méthodes spéciales ne soient suivies (ce que j'ai l'intention d'indiquer ultérieurement au cours de mes remarques), nous trouverons que nous avons affaire à des courants de *micro-ampères*, et des moyens doivent en conséquence être choisis pour amplifier les petites variations de courant, qui représentent des variations dans l'intensité lumineuse.

INÉGALITÉ DE SENSIBILITÉ AUX DIFFÉRENTES LONGUEURS D'ONDE

Les deux types de cellules ont, cependant, une propriété commune: elles ne sont pas sensibles à toutes les différentes longueurs d'onde de la lumière également. Le sélénium, par exemple, est presque insensible aux rayons lumineux en dehors du spectre visible.

La cellule au potassium est très sensible dans les parties bleues et violettes du spectre jusqu'aux longueurs d'onde de 4.400 angströms (un angström est égal au cent-millionième de centimètre). La sensibilité de la cellule au potassium est voisine de celle de la plaque photographique ordinaire. La cellule au potassium est reconnaissable à sa couleur bleue.

Une cellule au rubidium, qui est de couleur verdâtre, est sensible aux

rayons jusqu'à une longueur d'onde de 4.800 angströms, tandis que la cellule au casium, qui est d'apparence jaune, est avant tout sensible à la lumière jaune jusqu'à 5.500 angströms.

POUR COUVRIR LE SPECTRE

Ainsi nous avons trois cellules que nous pouvons utiliser dans la gamme du spectre visible.

En dehors du spectre visible nous pouvons utiliser soit des cellules au lithium, soit des cellules au sodium, pour la lumière ultra-violette, et des cellules au thalo-sulphide, pour la région infra-rouge.

Entre autres choses, on peut indiquer ici que la sensibilité de la plupart des cellules n'est pas affectée par la température ambiante dans les limites atmosphériques ordinaires.

Le courant produit par la lumière de différentes longueurs d'onde, ou en d'autres termes la sensibilité aux couleurs des cellules, dans la gamme de la lumière visible, fait penser qu'on pourra finalement utiliser une combinaison des trois types différents de cellules pour la télévision en couleur.

Une autre question d'ordre très pratique qui se pose de très bonne heure dans les systèmes de télévision, est que la quantité de lumière réfléchie par une surface est en général bien des centaines de fois moindre que celle obtenue par éclairage direct, ainsi que nous comptons le montrer dans une autre partie de notre exposé. Comme nous ne nous occupons pas de la transmission de silhouettes, le problème est celui qui intéresse toutes les transmissions de pure télévision. En conséquence, la méthode de la tache de lumière, ou la méthode Alexanderson des sept taches, ont été créées et utilisées avec succès, pour éviter la lueur intense et les inconvénients qui en résultent à la personne « télévisée ».

Baird et Ives ont suggéré d'utiliser simultanément des rayons d'exploration ultra-violets et infra-rouges. Ces rayons sont tous deux hors du spectre

visible. Deux espèces de cellules sont utilisées, l'objet étant soumis à ces radiations invisibles pour leurs effets sélectifs, et les effets relatifs de ces deux sortes de cellules peuvent être ajustés de telle sorte qu'on obtienne justement la vraie valeur du ton du tableau ou de la scène transmis.

LES CELLULES AU SÉLÉNIUM

La forme la plus habituelle et aussi la plus sensible de la cellule au sélénium est celle connue sous le nom de cellule du type « Condensateur » ; elle consiste en un certain nombre de plaques plates séparées par un isolant au mica. Une fine couche de sélénium est alors coulée à l'un des bords des plaques du condensateur.

Dans le type de cellules à fil plat, un conducteur nu ou non isolé ; et un conducteur recouvert ou isolé, sont habituellement tordus en double spirale, sur un tableau plat ou une plaque d'isolant. Ces conducteurs sont disposés alternativement et serrés de près l'un contre l'autre. Afin d'augmenter la capacité de la cellule, les conducteurs sont habituellement de diamètres légèrement différents ; le conducteur isolé est le plus large des deux.

En préparant la cellule, l'isolant est d'abord enlevé à la surface de l'extrémité extérieure du bloc de fil enroulé, et une fine et égale couche de sélénium est répandue sur ce point. Il est très important que la couche de sélénium soit bien égale (de sorte qu'il n'y ait pas une masse localisée à un point quelconque de la cellule), si la cellule doit fournir des lectures constantes.

LE TYPE DE CELLULE A CONDENSATEUR

Au point de vue de la sensibilité et de la facilité générale de manipulation, le type à condensateur est excellent. Le point important est de nous souvenir de nous arranger pour que se produise la plus grande variation de résistance, quand la cellule passe de l'obscurité à l'exposition à la lumière, de sorte que les quantités variables de lumière tombant sur la cellule produisent de larges variations correspondantes de courant dans la cellule.

J'ai fait un certain nombre d'essais sur différentes cellules du type à condensateur. En utilisant l'éclairage d'une lampe de 500 watts placée à 1 mètre de distance, sans lentille ni réflecteur, la moyenne de plusieurs essais a donné :

Résistance dans l'obscurité :

2.000.000 ohms.

Courant : 2 microampères.

Résistance à la lumière : 300.000 ohms.

Courant : 12,5 microampères.

ce qui donne un rapport de

$$\frac{\text{résistance dans l'obscurité}}{\text{résistance à la lumière}} = \frac{2.000.000}{300.000} = 7$$

La source lumineuse étant placée à 12 pouces de la cellule, la valeur de la résistance fut de 125.000 ohms, et celle du courant de 33 microampères, ce qui donne pour le rapport

$$\frac{\text{résistance dans l'obscurité}}{\text{résistance à la lumière}}$$

une valeur égale à 16.

Le besoin d'une mesure type se fait évidemment sentir. Celle qui est habituellement utilisée est le rapport

$$\frac{\text{résistance dans l'obscurité}}{\text{résistance à la lumière}}$$

avec une source située à 76 ¾ (3 pouces) constituée par une lampe à filament de tungstène de 60 watts.

AUGMENTATION DE LA SENSIBILITÉ

La sensibilité peut être augmentée par l'emploi d'un pont de Wheatstone comprenant 4 cellules, deux d'entre elles, situées dans deux bras opposés du pont, se trouvant à la lumière et les deux autres dans l'obscurité. En créant une chute de potentiel le long des deux parties du pont à la manière habituelle nous obtenons une sensibilité très fortement augmentée. Je me propose d'utiliser cette disposition, ou des variantes de cette disposition, en tant que sujet convenable et profitable d'expériences ultérieures.

Ces cellules servent à beaucoup d'autres usages que la télévision. Elles ont été utilisées avec succès dans la transmission des images, dans des systèmes automatiques d'éclairage, pour les phares, pour l'éclairage des rues, où elles se sont montrées particulièrement utiles pendant les brouillards ou lorsqu'il y a diminution de la clarté du jour, car leur action est automatique. Elles ont été aussi essayées pour la transmission de la parole par la lumière, comme dans le film parlant ; et elles trouvent maintes autres applications dans toutes les branches de la science où l'on a besoin de mesures précises.

Mais dans toutes les applications qui ont été citées, l'existence d'un léger « retard » est relativement sans

importance. En télévision, tout retard est d'importance *vitale*.

Quand il devient nécessaire de détecter des variations extrêmement faibles de lumière, la question se pose alors de savoir si la cellule peut suivre fidèlement de très rapides variations ou si elle subit un retard, ou comme nous disons mieux, si elle est sujette à l'inertie. La question n'est pas facile, quand il s'agit d'effectuer des mesures, surtout dans le cas du type de cellule photo-électrique, car on introduit très facilement une inertie apparente par l'appareil même utilisé pour amplifier les variations du courant photo-électrique. Cet appareil comprend en général des lampes amplificatrices.

A l'heure actuelle, il semble qu'il n'existe aucune preuve que les cellules photo-électriques possèdent une inertie appréciable, même à des fréquences de 5.000 à la seconde. Dans le cas des cellules au sélénium, le docteur Fournier d'Albe a montré qu'avec un signal lumineux d'une durée ne dépassant pas 1/1000^e de seconde, un relais peut être commandé par l'excitation d'une cellule photo-électrique, de sorte que le retard, s'il existe, n'est pas très considérable, mais probablement trop fort pour être aisément surmonté en télévision pratique.

Afin de surmonter les difficultés de ce retard des cellules, J.-L. Baird a imaginé une méthode d'utilisation du courant différentiel de la réponse initiale de la cellule. Il utilise un transformateur de rapport élevé de transformation ; l'enroulement primaire du transformateur reçoit le courant de réponse initiale de la cellule ; l'enroulement secondaire est parcouru par le courant différentiel ; les deux enroulements sont connectés en parallèle, de sorte que le courant secondaire est en fait additif. Quand ceci est fait, et avec un transformateur de rapport convenable, la courbe d'intensité résultante (d) (Fig. 1) se rapproche beaucoup plus de la courbe originale (a) pour les impulsions dues à la lumière de durée longue, que la courbe (b) qui est la réponse initiale de la cellule.

Quand la durée de signaux lumineux individuels, dont on s'occupe, est essentiellement moindre que le retard de la cellule, un courant proportionnel au courant dans l'enroulement secondaire ou le courant induit (c) à sa valeur maxima peut suffire à vaincre les effets du retard.

PREMIÈRE DÉMONSTRATION

On fit alors une expérience.

Une cellule au sélénium du type

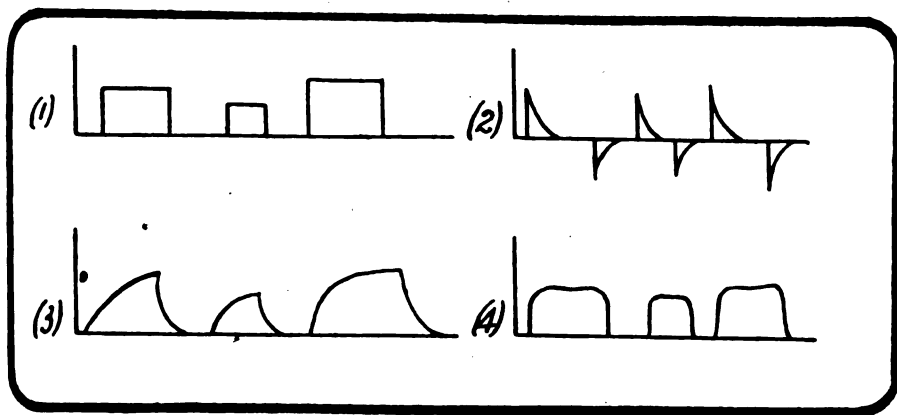


Fig. 1. — (1) Intensité ou original d'éclairage ; (2) Réaction de la cellule. Courant passant dans l'enroulement primaire du transformateur ; (3) Courant secondaire ; (4) Courant total.

mais on n'y avait pas tout à fait réussi.

En faisant varier l'angle d'inclinaison du réflecteur, on faisait apparaître des changements correspondants dans le haut-parleur.

La cellule au sélénium ne montra aucune sensibilité aux rayons ultra-violets produits au moyen d'un écran de verre ultra-violet de Chance.

CELLULES PHOTO-ÉLECTRIQUES

L'action de la cellule photo-électrique provient du fait que la lumière tombant sur une surface métallique détermine l'émission d'électrons par le métal. L'émission d'électricité négative par une plaque éclairée est maintenant appelée l'effet photo-électrique, et parfois l'effet Hallwachs, Hallwachs ayant été le premier à l'étudier. Il est important de se rappeler que le nombre d'électrons quittant une surface métallique éclairée est strictement proportionnel à la quantité totale de lumière qui la frappe. Le nombre d'électrons mis en liberté est tout à fait indépendant de la forme de la source lumineuse, que celle-ci soit un point ou qu'elle soit une surface étendue.

En d'autres termes le courant produit est proportionnel à la quantité de lumière incidente, et est entièrement indépendant de l'intensité par suite de surface. Ce fait rend possible la comparaison *très précise* de la lumière issue des étoiles avec celle d'objets étendus tels que les comètes, les nébuleuses, les planètes, etc., comme l'ont déjà fait le général Ferrié et le professeur Lindemann, d'Oxford. Il est donc tout à fait possible d'utiliser un certain nombre de cellules photo-électriques en parallèle, comme cela l'a été dans les expériences de télévision de l'American Telegraph and Telephone l'année dernière.

Dans la cellule construite par le

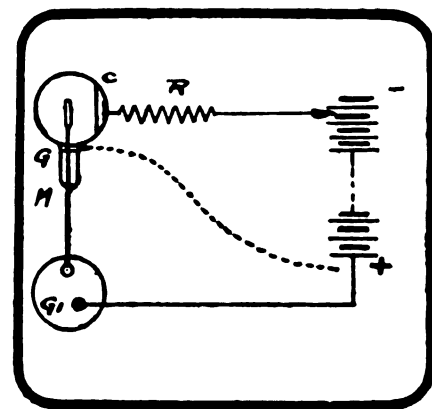


Fig. 3. — Dispositif de mesure de la sensibilité de la cellule photo-électrique.

condensateur fut utilisée et mise en circuit comme l'indique le schéma. Un voltage de 100 volts fut mis aux bornes de la cellule, et l'éclairage fut fourni 1° par les rayons *directs* d'une lampe ordinaire de 100 watts à filament tungstène non vidée de gaz, et 2° par éclairage indirect d'une rangée de six lampes de 100 watts du même type.

Un milliampèremètre montra qu'il passait un courant constant à travers la cellule placée dans l'obscurité (0,35 milliampère), et l'augmentation du courant à 0,9 milliampère quand on laissait tomber sur la cellule les rayons directs de la lampe de 100 watts placée à 3 pouces de distance.

Un disque interrupteur entraîné par un moteur fut alors mis en mouvement entre la cellule et la source lumineuse à une vitesse estimée à 30 tours par seconde, c'est-à-dire de telle sorte que la lumière fût interrompue environ 1.500 fois par seconde. Ce courant correspondant de la cellule était amplifié au moyen d'un amplificateur à deux étages de la Western Electric, le voltage et toutes les commandes de l'amplificateur étant maintenus les mêmes pendant l'expérience.

En éloignant la source lumineuse de

100 watts de la cellule, la note du haut-parleur devenait plus faible, donnant un exemple de la loi de l'inverse du carré. En plaçant la main ou un objet opaque sur la ligne directe de l'éclairage, on mettait en évidence un arrêt très net des signaux du haut-parleur.

En utilisant l'éclairage indirect de la rangée des six lampes de 100 watts, et en plaçant différents réflecteurs à un angle d'inclinaison d'environ 45°, on nota les résultats suivants :

RÉFLECTEURS DE LUMIÈRE UTILISÉS

Expérience n° 1. — Papier à dessin du type « Whatman », blanc.

Expérience n° 2. — Papier noir enlevé d'une boîte de plaques photographiques.

Expérience n° 3. — Main placée contre le papier noir.

Expérience n° 4. — Papier blanc type « Whatman » masqué sur environ sa moitié par du papier noir.

Expérience n° 5. — Papier rouge d'emballage de film photographique.

Expérience n° 6. — Papier d'argent.

EFFET SUR LA CELLULE

Résultat n° 1. — Son égal en intensité à celui produit par l'éclairage direct d'une simple lampe ou légèrement plus fort.

Résultat n° 2. — Signaux très faibles.

Résultat n° 3. — Augmentation nette de la force du signal de l'expérience n° 2.

Résultat n° 4. — Plus fort que 3 mais plus faible que 1.

Résultat n° 5. — Presque égal à 1.

Résultat n° 6. — Pas tout à fait égal à 1.

On admettait que la vitesse du moteur d'entraînement de l'interrupteur restait constante pendant l'expérience.

On avait cherché à empêcher tout rayon direct de tomber sur la cellule.

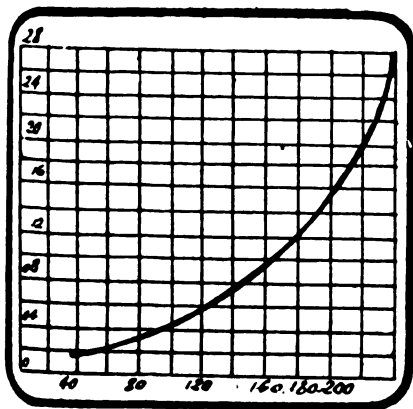


Fig. 2. Courbe de sensibilité d'une cellule de Lindemann.

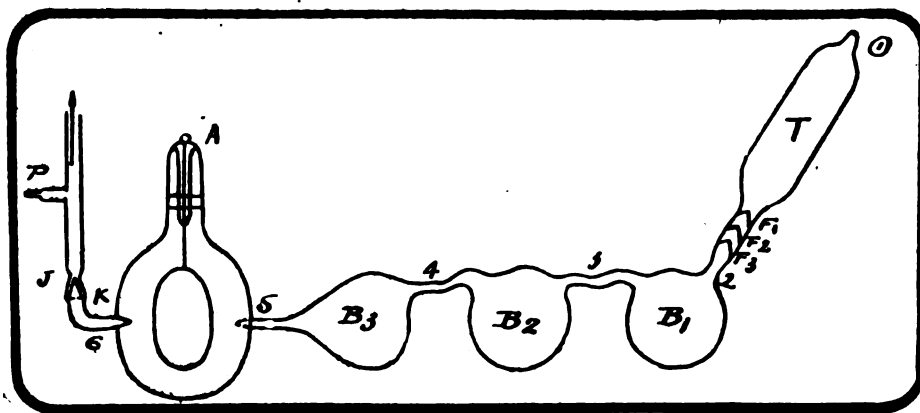


Fig. 4. — Fabrication d'une cellule Lindemann.

professeur Lindemann au Clarendon Observatory, à Oxford, le potassium est déposé sous forme colloïdale sensible sur les parois argentées d'une ampoule en verre de forme convenable, qui est ensuite remplie de gaz inerte. Les électrons émis quand la lumière tombe sur la cellule sont recueillis par une anode en forme d'anneau à l'intérieur du tube, et le courant (qui est proportionnel, mais non directement proportionnel à la lumière incidente) est dirigé sur un instrument de mesure convenable. Ce courant peut être grandement amplifié, et en fait ceci se fait toujours en pratique, en utilisant une chute accélérée du potentiel qui détermine l'ionisation des gaz rares, dont la cellule est remplie à une pression convenable.

Les fuites sont empêchées par des anneaux de garde consistant en une bande de feuille d'étain enroulée autour de la surface extérieure de la cellule, et un anneau de fil de platine autour de la surface intérieure. Les deux anneaux sont connectés ensemble et maintenus au potentiel de l'instrument de mesure. La cellule est munie d'une fenêtre (20 % de diamètre, et 20 % de rayon de courbure) qui permet à la plus grande quantité de lumière d'entrer dans la cellule. C'est ce fait qui entraînait probablement en ligne de compte pour la très faible quantité de lumière réfléchie qui atteignait la cellule pendant l'expérience, en dépit des soins pris.

Les cellules sont enfermées dans une boîte étanche à la lumière munie d'un écran et d'une ouverture variable.

COURBE DE SENSIBILITÉ

La figure 2 montre une courbe de sensibilité ou le courant en fonction du voltage pour une cellule moyenne exposée à une lampe de 100 watts à filament de tungstène, remplie de gaz et située à 7 centimètres de distance. On

notera que la sensibilité devient quatre fois plus grande entre 100 et 200 volts, l'inclinaison de la courbe à 200 volts étant de 2,3 % pour 2 volts de différence de potentiel.

Si l'on veut mesurer des intensités lumineuses modérées, le courant peut

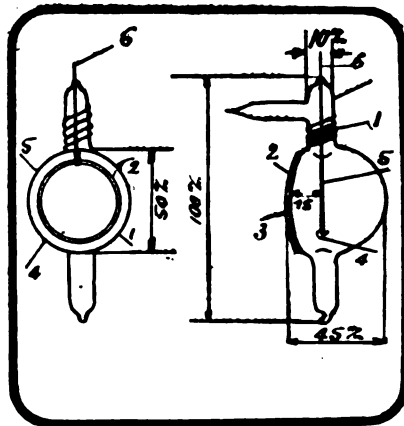


Fig. 5. — Type de cellule à gaze.

être mesuré au moyen d'un galvanomètre à cadre mobile ou à haute résistance, connecté comme l'indique le croquis ; la cathode de la cellule est connectée à la source d'énergie électrique, l'anode à l'appareil de mesure. Il n'est pas nécessaire en général de faire usage de l'anneau de

garde à moins qu'on ne soupçonne des fuites, et dans ce cas la connexion est indiquée en traits pointillés sur le diagramme. Une résistance R , qui peut très bien être une résistance en fil type R. I. Varley d'environ 50.000 ohms, doit être insérée entre la cathode C et la source à haute tension pour protéger la cellule. Comme source à haute tension j'ai trouvé le type de pile Sac Wet Leclanché efficace et très constant en fonction. En général il est bon d'utiliser un potentiel de 200 à 250 volts, mais le potentiel réel auquel une décharge lumineuse se produit dépend dans une certaine mesure des cellules individuellement.

POTENTIEL VOISIN DU POTENTIEL DE DÉCHARGE LUMINEUSE

L'indication qu'on approche du potentiel capable de produire la décharge lumineuse peut être tirée de la courbe voltage-sensibilité. Quand la sensibilité double pour une augmentation de voltage de 10 volts, par exemple, ceci indique que la décharge lumineuse est près de se produire, et il n'est pas prudent de continuer à faire monter le voltage sans précaution. Au moment où la décharge se produit dans la cellule, on aperçoit une luminosité pourpre qui est presque indépendante de la quantité de lumière ; le courant ne disparaît pas quand l'éclairage est supprimé. Ce point représente donc le voltage le plus élevé qui puisse être appliqué à la cellule, et la plus grande quantité de courant qui peut être obtenue avec une quantité donnée de lumière.

Quand on essaie d'amplifier le courant photo-électrique au moyen d'un amplificateur à lampes, on trouve que l'amplification diminue considérablement quand l'éclairage augmente, c'est-à-dire que l'amplification est la plus grande pour les faibles courants initiaux. Bien que le courant photo-

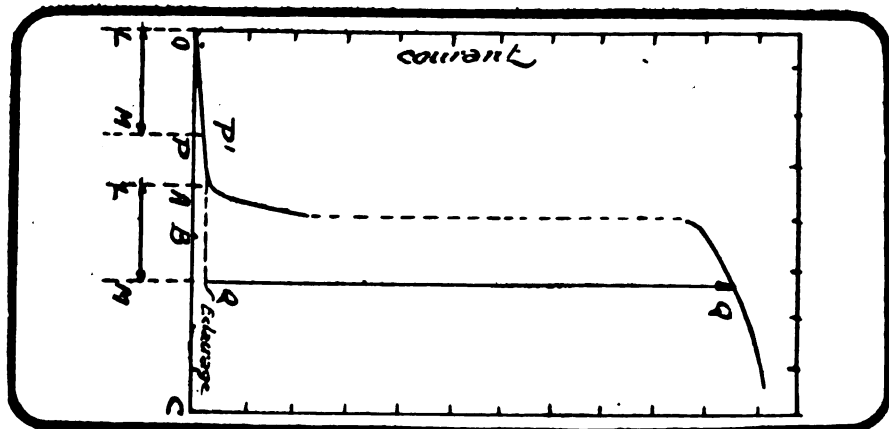


Fig. 6. — Réaction d'une cellule à l'excitation de l'éclairage.

électrique soit proportionnel à l'éclairage, le courant amplifié n'est aucunement linéaire, et la forme de la courbe varie d'une lampe à l'autre.

MÉTHODE DE PRÉPARATION DES CELLULES

Le potassium est nettoyé et débarrassé de paraffine autant que possible, avant d'être introduit dans le tube T, qui est alors scellé en 1 (voir fig. 4). On fait alors le vide dans l'appareil au moyen d'une pompe à vide Gaede, qui est maintenue en marche pendant tout le reste de l'opération.

Le potassium est fondu puis coule dans l'ampoule B₁ à travers les trois entonnoirs renversés F₁, F₂ et F₃. Le tube T est alors séparé du reste de l'appareil en le fermant à la lampe en 2. Le potassium nettoyé est ensuite distillé successivement dans les ampoules B₂ et B₃, qui sont alors séparées en les fermant à la lampe en 3 et 4, comme précédemment. Le potassium est alors fondu.

Le joint en J est en fonction jusqu'à ce que le potassium coule au fond de la cellule et arrive au voisinage de la cathode K en 6. La cellule est alors fermée à la lampe en 5 et le potassium doit être traité pour rendre sa surface absorbante. On introduit maintenant de l'hydrogène pur dans la cellule à une pression de 0,5 à 1 % de mercure par le tube de palladium P. La décharge d'une petite bobine d'induction passe ensuite dans la cellule jusqu'à ce que le potassium prenne une couleur violette foncée. Après quoi, l'hydrogène est pompé, et de l'hélium pur est introduit jusqu'à ce que sa pression atteigne 0,75 millimètre. On ferme à la lampe en 6, et l'ampoule est terminée.

Ce type de cellule diffère beaucoup du type plus ancien de cellule à vide, où une mince couche de potassium, de sodium ou de rubidium était déposée par condensation de vapeur. Dans les cellules à vide la surface argentée sur laquelle se déposait le métal alcalin n'avait pas été rendue sensible par la méthode Elster-Geitel de décharge dans l'hydrogène. Les cellules étaient complètement vidées. Ces cellules à vide ne sont utiles que lorsque la lumière incidente doit être mesurée avec précision, et elles ne conviennent pas pour déceler de rapides variations de lumière.

Si une cellule à vide reçoit l'éclairage d'une lampe de 60 watts remplie de gaz avec son filament situé à 15 centimètres de la cellule, elle donnera un courant de l'ordre de 1/100 microam-

père. Le type de cellule à gaz dans les mêmes conditions donnera plusieurs centaines de fois des courants de l'ordre de 10 microampères. On doit bien saisir que dans les cellules à vide le courant traversant la cellule est celui libéré par l'action directe de la lumière sur la cathode sensible. Dans les cellules à gaz, ce courant est sérieusement augmenté par le passage des électrons qui sont d'abord libérés de la surface sensible, lorsqu'ils traversent le gaz et qu'en continuant ils forment des électrons secondaires par collision (1).

Arrivé en ce point, il peut être utile de donner la méthode suggérée par Zworgkine de la Westinghouse Electric Company of America (Fig. 5) les

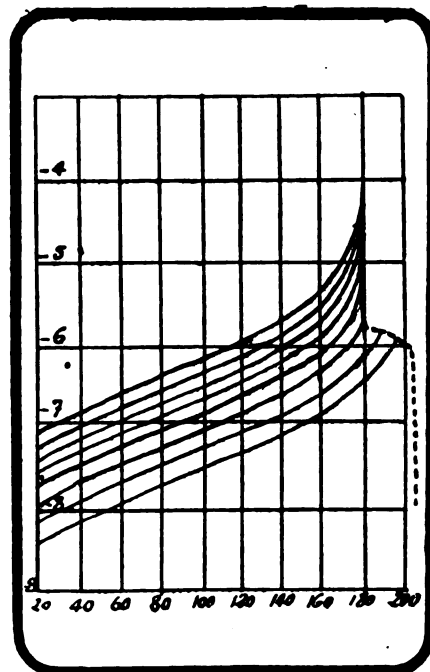


Fig. 7. — Courbe de voltage d'une cellule photo-électrique.

cellules photo-électriques sont munies de métal sensible à la lumière par immersion de l'enveloppe de verre de la cellule, débarrassé d'oxygène, et contenant une cathode (K) chauffée dans un sel fondu (3) maintenu à un potentiel électrique positif par rapport à la cathode K. Les ions métalliques provenant du sel remplaçant les ions métalliques correspondants dans le verre

(1) L'énergie des électrons émis est donnée par la formule

$$eV = h(v - v_0)$$

e = charge de l'électron, $4,774 \times 10^{10}$ unités électro-statiques.

V = potentiel ou voltage d'ionisation en unités électro-statiques.

h = constante de Planck $6,558 \times 10^{-27}$ erg/seconde.

v = fréquence de la lumière d'excitation.

v_0 = fréquence initiale définie, caractéristique du métal utilisé dans la cellule.

ces derniers ions étant libérés comme le métal dans la cellule qui le contient.

LE TYPE A GAZE

On a réalisé des progrès considérables au cours de ces deux dernières années avec les cellules remplies de gaz du type à gaz, vendues dans un but d'expérience par la General Electric Company.

Les cellules ont été introduites par Otto Pressler de Leipzig. L'anneau comprend un anneau (4) (fig. 5) portant une gaze ouverte (5); (3) est la cathode argentée où est déposé le potassium, rendue sensible par la méthode habituelle, sur le mur quasi plan qui forme le fond de la cellule. Les dimensions extérieures sont légèrement supérieures à celles données à la cellule de Lindemann.

Une description plutôt technique des courbes de voltage du courant des cellules photo-électriques est maintenant à sa place.

Dans toute cellule remplie de gaz, on trouve toujours que le courant augmente avec l'éclairage, et également avec le voltage appliqué aux électrodes si l'éclairage est constant, et si le voltage augmente, il arrive toujours un moment où le courant est presque indépendant de l'éclairage et ne cesse pas avec l'éclairage.

Si l'éclairage est relativement faible, ce moment est indiqué par une augmentation forte et brusque du courant et par l'apparition d'une décharge lumineuse visible. Si d'un autre côté l'éclairage est relativement fort, il n'y a pas de changement discontinu marqué du courant.

Nous trouvons donc trois paliers distincts :

(1) Une décharge commandée par la lumière.

(2) Une période transitoire entre celle où la décharge est commandée par la lumière et celle où la décharge est presque indépendante de la lumière.

(3) Une dernière période, où la décharge est une décharge lumineuse indépendante de la lumière d'éclairage.

On remarque que toutes les courbes ont la même forme générale ; elles sont presque des droites à faible voltage, elles s'élèvent ensuite rapidement, et se terminent à un point défini. C'est le point où la décharge traverse la cellule accompagnée d'une luminosité pourpre. Cette luminosité est presque indépendante de la lumière d'éclairage ; le courant ne cesse pas quand on supprime cette lumière.

La courbe en traits pleins du graphique est une caractéristique définie de la cellule et est appelée la *courbe limite*.

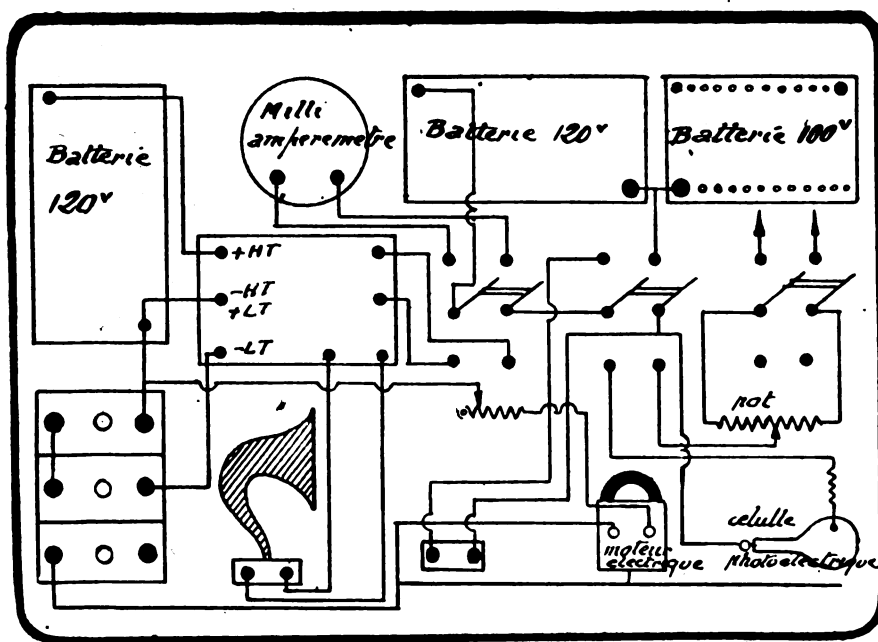


Fig. 8. — Dispositif d'expérience utilisé par M. Mitchell.

Elle divise le graphique en deux parties. La région à gauche est celle où chaque point représente une décharge définie, qui peut être obtenue par un voltage défini et pour un éclairage défini, et qui s'arrête quand on supprime la lumière d'éclairage.

COURBES CARACTÉRISTIQUES

A droite de la courbe se trouve la région où le résultat est instable, ou dans laquelle le courant ne s'oppose pas quand l'éclairage de la cellule cesse. Si, par conséquent, nous désirons obtenir la sensibilité maxima, il s'ensuit que le voltage à appliquer à la cellule est juste celui qui se trouve au-dessous du point X. C'est l'affaire peut-être seulement d'un dixième de volt, et l'abaissement du potentiel s'obtient convenablement à l'aide d'un potentiomètre, mais cela ne peut être fait en pratique que si la source de potentiel est très constante pratiquement.

Jusqu'à présent nous avons seulement considéré la question de mesurer

exactement la quantité de lumière qui tombe sur la cellule. Le problème que nous nous proposons en télévision n'est pas tant de mesurer la quantité de lumière en unités absolues, que d'obtenir une réponse définie et utilisable à l'excitation provenant des changements de la lumière à l'obscurité :

La méthode suivante d'utilisation de la cellule a été imaginée par le docteur Campbell du laboratoire de recherches de la B. E. C. pour produire cet effet.

Dans la figure 6 le voltage a été réglé pour l'éclairage maximum. Les trois valeurs d'éclairage dont nous avons déjà parlé se présentent maintenant ainsi.

1° Une région OA, dans laquelle le courant est à peu près proportionnel à l'éclairage.

2° Une région étroite AB, dans laquelle le courant augmente si rapidement avec l'éclairage, qu'il est difficile de tracer la courbe.

3° Et une région BC, dans laquelle le courant varie beaucoup plus lentement que l'éclairage.

On cherche à obtenir de la cellule la

éponse maxima à une quantité d'éclairage correspondant à L M.

Si l'on fournit à la cellule un premier éclairage OA, le changement de courant pour une augmentation LM de l'éclairage sera QQ', augmentation beaucoup plus grande que PP', qui est la réponse à une quantité LM d'éclairage tombant sur la cellule non éclairée.

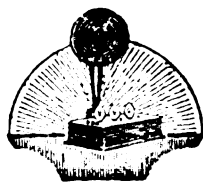
LE TUBE ZWORGKIN

Peut-être au point de vue général du travail, une combinaison de la cellule et de la lampe, imaginée par Zworgkin, apparaîtra plus commode en pratique. Elle comprend une lampe ordinaire à trois électrodes et une cellule photoélectrique, toutes les deux contenues dans la même ampoule, le filament de lampe est du type à revêtement d'oxyde, travaille à une température si basse qu'il n'y a aucune lueur visible. La moitié inférieure de l'ampoule contient la lampe proprement dite avec filament, grille et plaque, la moitié supérieure, la cellule.

La seconde partie de l'expérience eut alors lieu ; on utilisa une cellule photoélectrique, de la même manière dont on s'était servi de la cellule au sélénium pendant la première partie de l'expérience. Le point de décharge lumineuse fut d'abord atteint, et la luminosité fut nettement visible. La source de lumière fut alors supprimée et le courant passant par la cellule fut révélé au milliampèremètre. Abaisant le voltage appliqué de quelques volts, au moyen d'un potentiomètre on fit cesser la luminosité, et la cellule fut mise en fonction. Sa réaction aux épreuves qu'avait subie la cellule au sélénium fut notablement moindre.

Dans chaque partie de l'expérience le même amplificateur, la même source de lumière, le même disque interrupteur furent utilisés ; la seule différence était la forme du dispositif de sensibilité à la lumière.

Le graphique des connexions utilisées au cours de l'expérience est donné ci-contre.



NOS REALISATIONS

Le Super S. A. 65

par R. LEPESQUEUR

■ ■ ■ ■ ■

UN coffret de 60 centimètres de longueur, 30 de largeur et 20 de hauteur contenant le montage ; un haut-parleur ; une prise de courant ; et cela suffit pour écouter les principales stations européennes, pendant aussi longtemps qu'on le désire, pour une dépense de courant minime et sans jamais avoir d'accus à recharger et à entretenir !

Voilà de quoi satisfaire les plus exigeants, n'est-ce pas ?

C'est un tel ensemble que nous avons réalisé pour nos lecteurs et que nous allons leur présenter aussi clairement que possible.

Mais avant tout, mettons les choses au point : les lignes que nous venons d'écrire représentent l'endroit de la médaille... il y a nécessairement un revers ! Voici :

Il est indispensable de posséder le secteur alternatif, ce qui est très courant. Il faut s'armer d'une bonne dose de patience et avoir à sa disposition quelques appareils de mesure (au moins voltmètre et ondemètre) ; être bien familiarisé avec les caprices de la T. S. F. Enfin il est impossible d'obtenir d'aussi bons résultats qu'avec un super normal, marchant sur cadre et alimenté entièrement avec des accumulateurs. La sensibilité est aussi bonne, mais la sélectivité moindre, et il reste toujours un léger ronflement qui est parfois gênant si l'on veut trop « pousser » afin de sortir un poste lointain et faible. C'est ce dernier point le plus ennuyeux, mais il est bien compensé par la simplicité de l'installation

et des réglages. D'ailleurs ce ronflement est complètement éliminé pendant la réception des stations assez rapprochées ou puissantes, c'est tout juste si, entre chaque morceau, pendant l'absence de modulation, un ronronnement discret manifeste sa présence. Le choix du haut-parleur n'est pas indifférent à cet égard ; nous avons obtenu les meilleurs résultats avec un électro-dynamique dont l'écran était d'assez petites dimensions et qui étouffait en quelque sorte le bruit du secteur.

RÉALISATION

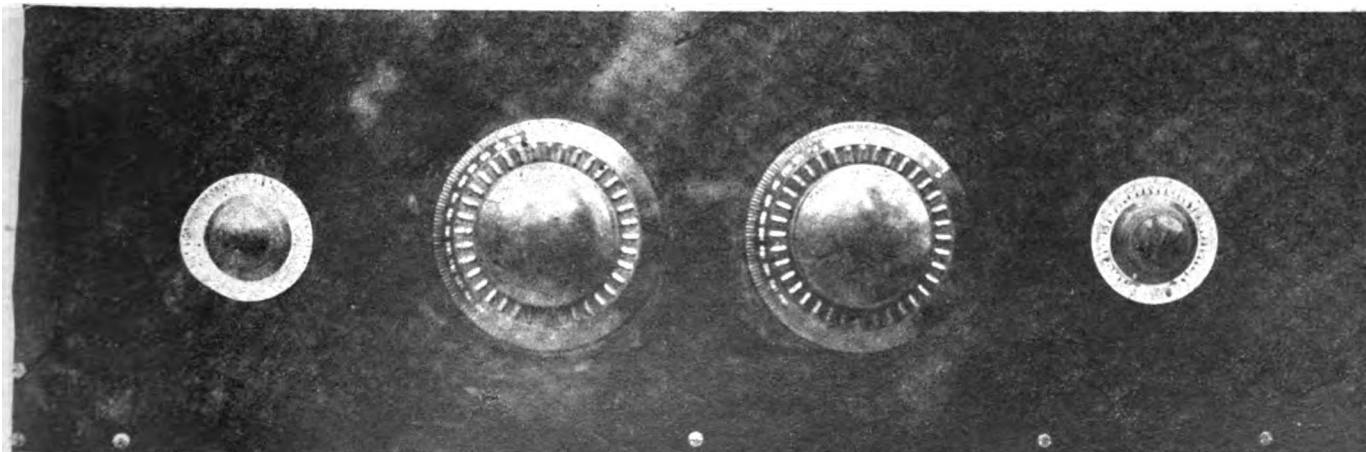
Le schéma de principe est celui d'un syradyne à cinq lampes, comportant une bigrille changeuse de fréquence, deux lampes amplificatrices en moyenne fréquence, une détectrice et une amplificatrice en basse fréquence ; complété par un ensemble redresseur de tension anodique (fig. 1). Nous avons cependant quelques particularités que nous allons passer en revue.

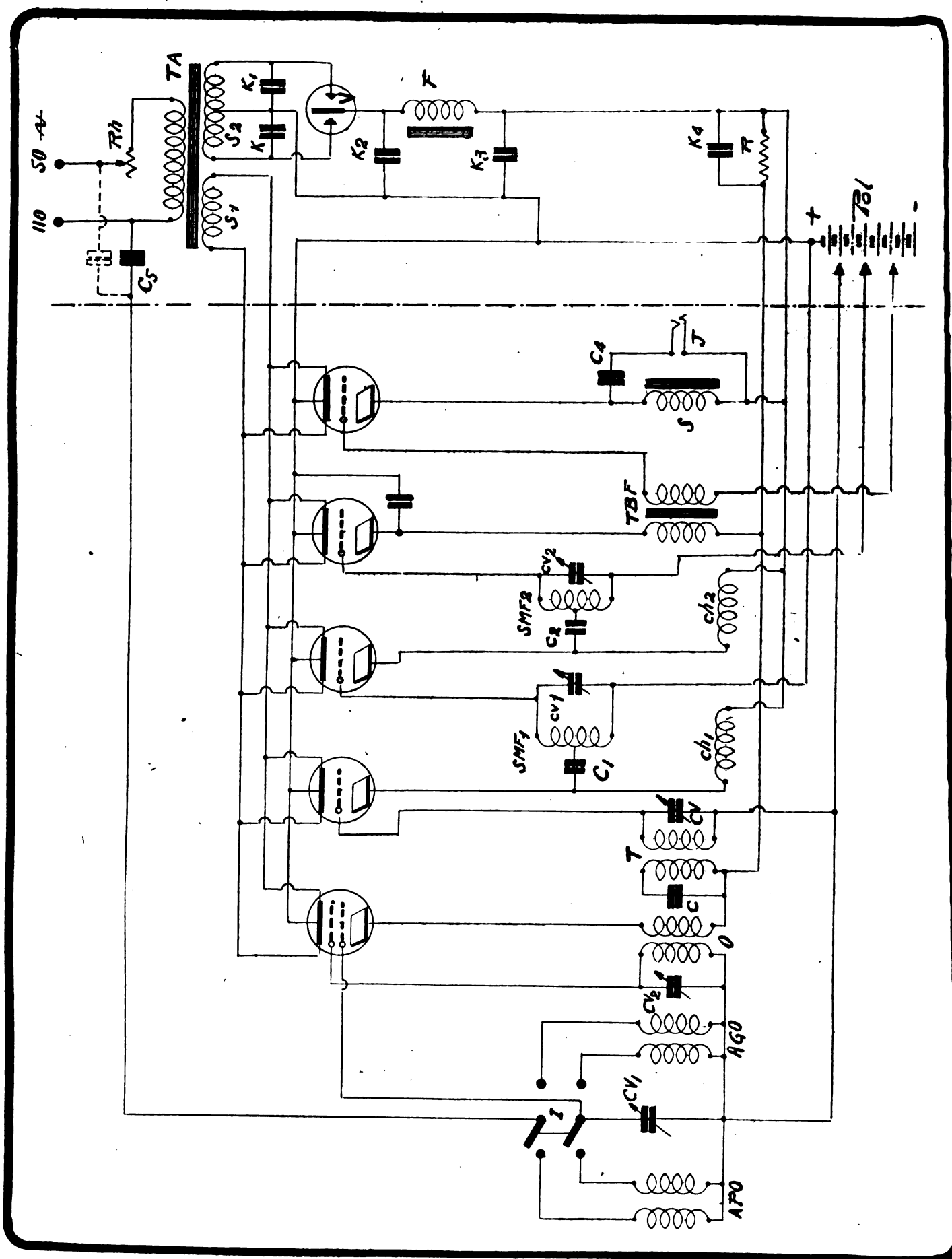
Système d'accord. — Notre but visé étant d'obtenir le maximum de simplicité, nous avons supprimé le cadre qui est remplacé par deux jeux de selfs montées en bournie ; l'un permettant l'accord de 200 à 600 mètres de longueurs d'onde, l'autre de 600 à 2.000. Voici quelles en sont les caractéristiques : P.O. : primaires 25 spires ; secondaire, 60 spires. G.O. : primaire 50 spires ; secondaire, 200 spires.

Les deux bobines composantes sont couplées, serrées l'une à l'autre et maintenues ensemble par un morceau de fil à coudre. Les deux ensembles

sont disposés à angle droit sur le panneau intérieur en ébonite et se trouvent à côté de l'inverseur bipolaire I permettant de se servir de l'un ou de l'autre. Les bobines secondaires sont accordées par le condensateur variable CV₁ de 0,5/1.000 de μ F qu'il n'est point besoin de choisir démultiplié. Le collecteur d'ondes proprement dit est constitué par le secteur, auquel est relié le système d'accord par l'intermédiaire du condensateur fixe C₁ de 1/1000 de μ F. Gardez-vous bien de brancher une prise de terre, qui augmenterait notablement les parasites et aurait surtout pour effet de diminuer le rendement de l'appareil.

Oscillatrices. — Les schémas de montage des oscillatrices est normal et trop connu de nos lecteurs pour que nous y revenions, le condensateur CV₂ qui accorde la self de grille est de 0,5/1000 ou 0,75/1000 et comporte un dispositif démultiplicateur. L'on peut se servir des oscillatrices interchangeables du commerce (P.O. et G.O.) qui conviennent très bien ; ou, ce qui est préférable, employer les bobinages que nous avons établis spécialement et dont voici la description : deux fonds de panier, bobinés en fil 4/10, deux couches soie sur carcasse de carton et comportant chacun 58 spires, sont montés en série et couplés comme l'indique la figure 2, ce qui constitue la self grille ; entre nos deux fonds de panier est placée une bobine en double fond de panier de 125 spires (bobine du commerce) qui sera la self de plaque. Le tout est monté dans un boîtier en matière, moulé tel que ceux dont se





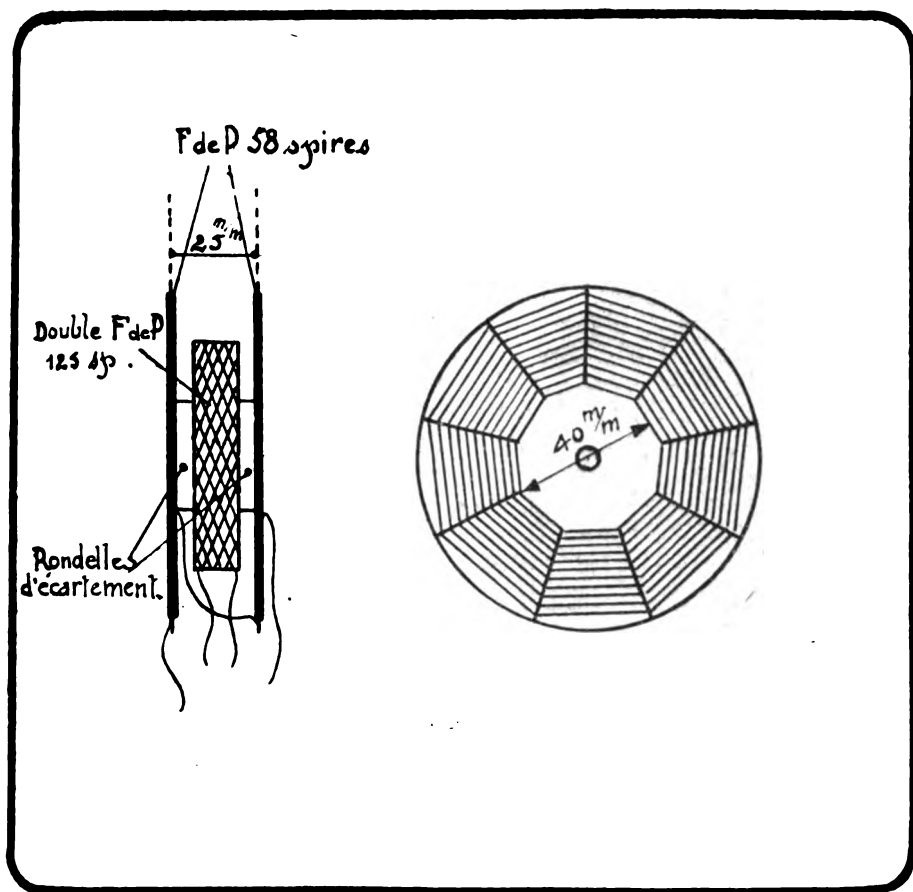


Fig. 2

servent les constructeurs, et permet, grâce à la longueur d'onde M.F. choisie (3.000 mètres), de couvrir avec 0,5/1000 la bande 225/1900 mètres, ce qui est très suffisant. Si l'on a un condensateur de 0,75/1000, les fonds de panier pourront n'avoir que 50 spires chacun et la bande ainsi couverte sera de 200/2000 mètres environ. Nous insistons sur la nécessité qu'il y a de respecter l'écartement de 2,5 centimètres entre les fonds de panier, et surtout ne pas mettre aucun vernis ni paraffine sur le fil afin de ne pas augmenter la capacité répartie.

Ampli M.F. — L'amplification de l'onde de moyenne fréquence est faite au moyen de deux étages équipés suivant le schéma du VL 100 que les lecteurs de *L'Antenne* connaissent bien. Nous avons choisi ce montage pour plusieurs raisons : 1^o grand rendement et bonne stabilité, 2^o longueur d'onde assez courte augmentant la sélectivité et diminuant les risques de blocage de la bigrille par suite de la différence assez grande de fréquence qui existe toujours entre l'accord et l'hétérodyne et permettant d'autre part l'emploi d'une seule self oscillatrice, comme nous l'avons décrit plus haut.

Les bobinages nécessaires, tesla d'entrée, selfs M.F. et selfs de choc, se trouvent facilement dans le commerce ; pour ceux qui désirent les faire eux-mêmes, voici quelles en sont les caractéristiques. **Tesla :** Mandrin ébonite de

45 % de longueur et 45 % de diamètre. Quatre gorges de 4 % espacées de 2 % chacune. Le primaire comporte 360 tours de fil 3/10, 2 couches soie dans la première gorge ; le secondaire est de 2 fois 360 tours de même fil (gorges 3 et 4).

Selfs M.F. — Elles sont constituées par 200 spires de fil 3/10, 2 couches soie dans chacune des 4 gorges, avec prise après les 200 premières spires. (Dans le modèle du commerce cette prise correspond à la broche marquée E.)

Choc. — Mandrin de 30 % de diamètre, 4 gorges de 2,5 %, à 2 % les unes des autres, 400 spires de 1/10, deux couches soie dans chaque.

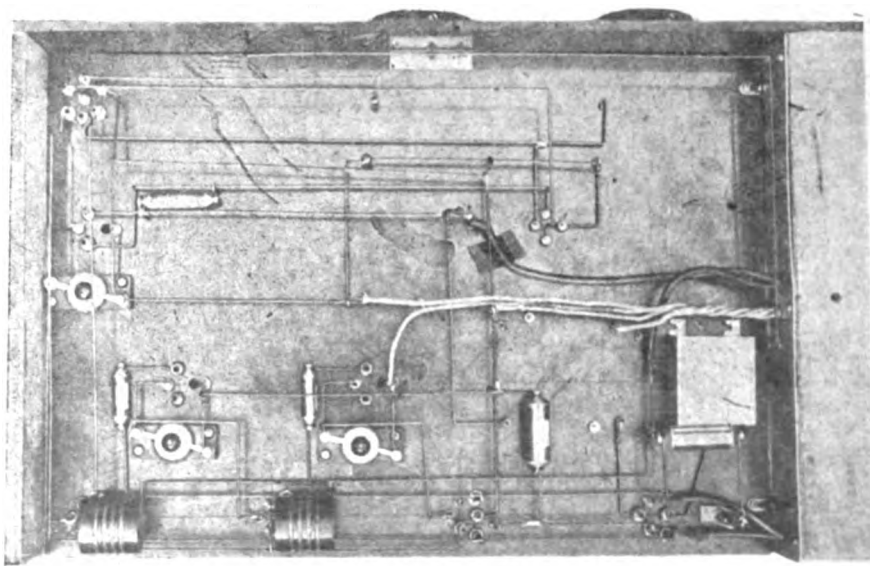
Le primaire du tesla est shunté par une capacité C de 0,5/1000 de μF ; le secondaire ainsi que les selfs SMF₁ et SMF₂ sont accordés par de petits condensateurs ajustables CV, CV, et CV, dont la capacité maximum est de 0,5/1000 ; l'accord sur 3000 mètres a lieu avec 0,2/1000 environ.

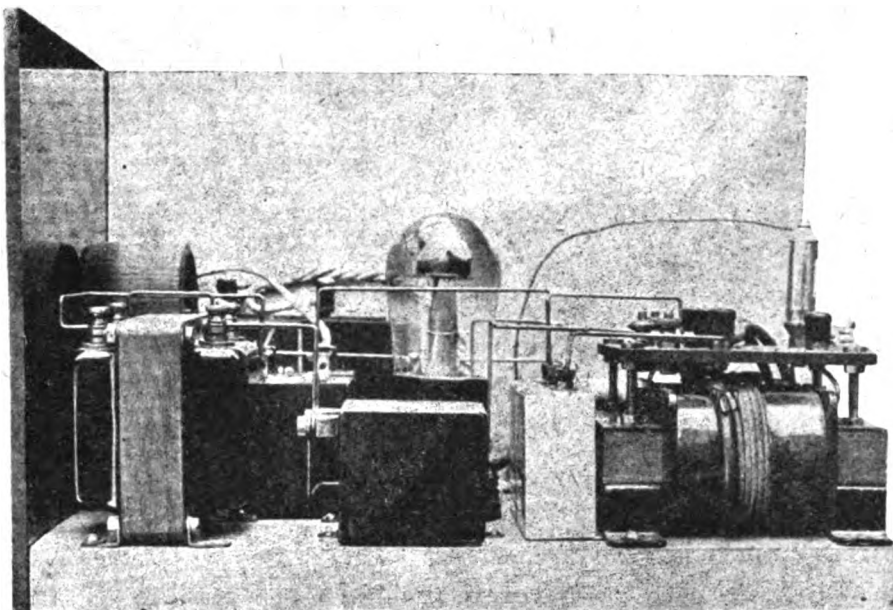
Les condensateurs de liaison, C₁ et C₂, doivent être de bonne qualité ; leur valeur est de 0,3/1000.

Détection et B.F. — La détection a lieu par utilisation de la courbure inférieure de la caractéristique de plaque ; les avantages de ce procédé n'ont plus besoin d'être vantés. L'étage B.F. est équipé avec un transformateur d'excellente qualité de rapport 1/4 ou 1/3, la plaque de la détectrice est reliée au HT par l'intermédiaire d'un condensateur C₃ de 4/1000 rendant l'accrochage plus souple. Les enroulements du haut-parleur sont protégés par le dispositif de sortie : self à fer de 20 henrys S et condensateur fixe de 2 μF C₄.

Les lampes employées étant prévues pour le chauffage direct du filament par le courant alternatif, nous n'avons aucun rhéostat sur le circuit de chauffage. Les retours des différents circuits se font sur une connexion correspondant au point milieu des filaments soit directement, soit par l'intermédiaire d'une pile de quelques éléments afin de polariser convenablement les grilles intéressées. C'est ainsi que les retours des deux grilles de la bigrille et celui de la grille de la première M.F. se font à moins 1,5 volt, le retour de la deuxième M.F. à zéro volt (l'on pourrait aussi le faire à - 1,5, mais alors l'appareil accroche trop). La détectrice a sa grille portée à moins 3 volts, et la B.F. à moins 9 volts.

Voici pour le schéma du récepteur

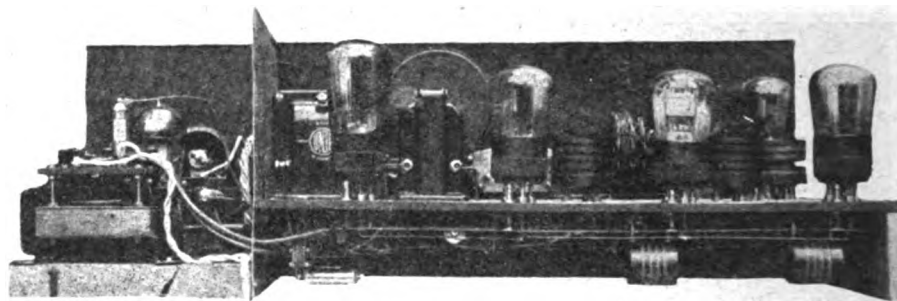




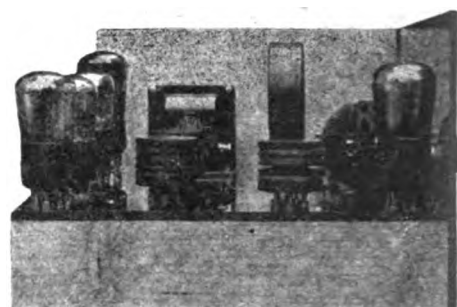
proprement dit, voyons maintenant l'alimentation.

Nous partons, comme convenu, du courant alternatif du secteur, soit 110 volts 50 périodes. Le 220 irait tout aussi bien, à condition d'avoir un transfo dont le primaire serait prévu pour cette tension tout en ayant les mêmes caractéristiques aux secondaires. Ceux-ci, au nombre de deux, donnent d'une part, 0,7 volt — S_1 — pour le chauffage des filaments, d'autre part 2×250 volts — S_2 — pour la tension plaque. Les deux portions de ce dernier enroulement sont shuntées par les capacités K et K_1 de $1/10$ de μF . Le courant est redressé par une valve sans filament dont les deux anodes sont reliées aux extrémités du secondaire du transfo d'alimentation. La cathode est branchée à une armature du condensateur d'entrée du filtre et à l'entrée de la self à fer. Voici les éléments du filtre : F self à fer de 50 henrys pouvant laisser

passer un courant de 25 milliampères. — $K_2 = 6 \mu F$ et $K_3 = 8 \mu F$. La tension maximum disponible à la sortie est ainsi de 180 volts ; mais en fonctionnement normal nous avons



entre 120 et 150 volts ; cette tension convient pour les M.F. et pour la B.F., la détectrice et la bigrille se contentent de 60 volts, c'est pourquoi l'alimenta-

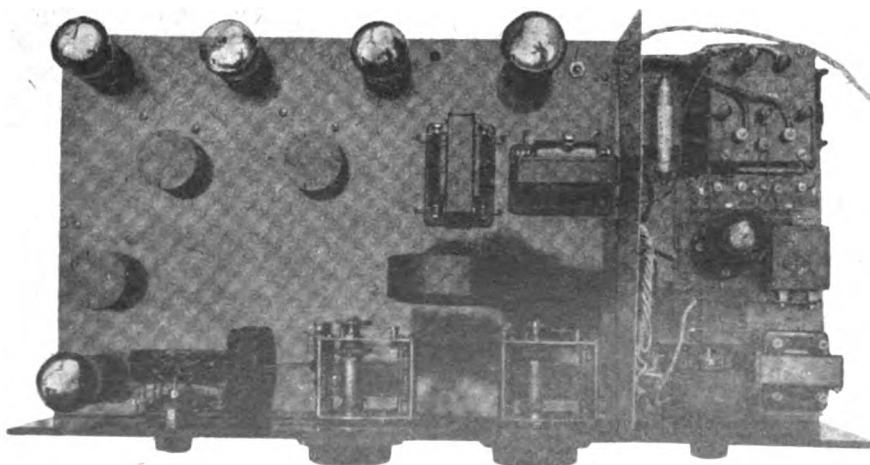


tion de ces deux lampes est faite par l'intermédiaire d'une résistance

$$R = 20.000 \text{ ohms}$$

(résistance bobinée sans self, prévue pour un courant de 10 millis) shunté par $K_4 = 2 \mu F$.

Le pôle négatif de l'appareil, constitué par le point milieu du secondaire S_2 , est relié à la connexion correspondant au neutre des filaments et au plus de la pile de polarisation. Enfin pour permettre le réglage, un rhéostat R_h , d'une résistance de 1.000 ohms et pouvant être traversé par un courant de 100 millis sans trop chauffer, est intercalé en série avec le primaire du transfo



d'alimentation (pour l'alimentation en 220 volts, il conviendrait de mettre 2.000 ou tout au moins 1500 ohms). Tous les condensateurs employés dans le dispositif d'alimentation doivent être à même de supporter une tension de 500 volts.

Dans la suite nous verrons rapidement comment est effectué le montage, les photos illustrant cet article le montrent déjà clairement, ainsi que la façon de régler et mettre au point notre récepteur.

(A suivre.)

N.-B. — Les photographies agrandies illustrant cet article ont été obtenues avec un pocket Z modèle B des établissements Zion, 140 bd Richard-Lenoir, Paris XI^e.

■ ■ ■ ■ ■

L'EMISSION

Le laboratoire à bon marché

Par J. GRANIER, *Docteur ès sciences*

■ ■ ■ ■ ■

C'est qui distingue, au fond, les mesures de laboratoire des mesures industrielles, c'est l'utilisation d'appareils de mesure sensibles, c'est l'emploi du galvanomètre. A tout seigneur, tout honneur ; commençons donc par indiquer comment on peut construire à peu de frais un galvanomètre sensible,

Le principe de l'appareil, on le connaît : dans le champ magnétique d'un aimant est disposée une bobine mobile suspendue par un fil métallique ; lorsqu'aucun courant ne traverse celle-ci, le plan de ses spires doit être parallèle aux lignes de force de l'aimant. Lorsqu'on lance le courant, son action électromagnétique tend à faire tourner la bobine ; à cause du couple antagoniste qui accompagne la torsion du fil métallique, la déviation est moindre qu'un angle droit et reste proportionnelle, au début tout au moins, à l'intensité du courant. Pour mesurer cette déviation avec précision, on emploie un dispositif optique nécessitant la fixation sur l'équipage mobile d'un petit miroir plan ou concave.

Afin de ne pas éparpiller inutilement nos efforts et pour pouvoir porter notre attention sur les parties les plus délicates de la construction, cherchons quelle est la relation qui unit la déviation obtenue aux grandeurs magnétiques et géométriques qui définissent le galvanomètre.

Désignons par α la déviation, par C le couple de torsion qui correspond à un radian, par H le champ de l'aimant, par S la surface du cadre et par n le nombre de spires qu'il contient, par i le courant.

Le couple électromagnétique qui cherche à faire tourner le cadre a pour valeur :

$$C_1 = H S n i$$

D'autre part, le couple antagoniste qui s'oppose à ce déplacement est donné par la formule :

$$C_2 = C \alpha$$

Lorsque l'aiguille s'est arrêtée, c'est

Dès qu'ils entendent parler de laboratoire, la plupart des amateurs entrevoient de vastes salles garnies d'appareils d'un prix élevé. Montrons leur qu'il n'en est rien, et que l'on peut effectuer des mesures d'une précision relative avec un matériel de fortune.

que ces deux couples sont égaux, ce qui conduit à la relation :

$$C \alpha = H S n i$$

La déviation α qui correspond à un courant donné i est donc proportionnelle au champ H produit par l'aimant à la surface S du cadre, au nombre de spires n et à l'inverse du coefficient de torsion C .

De quoi dépend ce coefficient C ? — La réponse, très importante, est donnée par les traités de mécanique : il est proportionnel à la quatrième puissance du diamètre et en raison inverse de la longueur du fil de suspension. Ainsi, en prenant un fil simplement deux fois plus petit, on multiplie la sensibilité par 16 ; un galvanomètre équipé avec du fil de 0,5/10 est 10.000 fois plus sensible qu'avec du fil 5/10.

Devant l'énormité de ces chiffres, on se rendra compte facilement que l'influence de H et de S n'a qu'une importance relativement faible. Aussi, point n'est besoin pour constituer son galvanomètre de choisir un aimant particulièrement énergique et d'un prix élevé ; un vieil aimant provenant d'une magnéto hors service fera aussi bien l'affaire. La surface de chaque spire sera de quelques centimètres carrés seulement pour ne pas augmenter l'encombrement ; quant au nombre de spires, il dépendra surtout de la patience de l'amateur et sera compris entre 100 et 1.000. Pour compenser la légère diminution de sensibilité qui résulte de l'emploi d'un mauvais aimant ou d'un nombre insuffisant de spires, il suffira de prendre

un fil de suspension un peu plus fin, tout simplement.

Passons à la réalisation. A notre avis, la manière la plus commode de disposer un galvanomètre est de le fixer à un mur. On se procurera donc une planche P assez solide que l'on percera de deux trous T et T' qui serviront à le visser contre un mur. La production du champ magnétique sera assurée, soit par un seul, soit par deux aimants, mais dans ce cas, il faudra bien faire attention de disposer en regard les pôles de même nom N et N' d'un côté, S et S' de l'autre ; on s'apercevra facilement si cette condition est réalisée car au moment de la mise en place, ces deux aimants doivent se repousser et non pas s'attirer. La figure 1 correspond au cas où l'on a pris deux aimants, ce qui ne renchérit pas beaucoup l'appareil, étant donné que chaque aimant ne vaut pas plus de deux francs. Ces aimants sont fixés en haut et en bas par deux petits clous C et C' et latéralement par deux baguettes de bois de profil convenable au moyen de 4 vis AA' et BB' .

Pour concentrer les lignes de forces, on place à l'intérieur du système d'aimants une pièce de fer D , dont la forme importe relativement peu ; elle est parallélépipédique sur la figure, mais elle pourrait sans grand inconvénient être cylindrique ou sphérique. Les dimensions de cette pièce doivent être assez réduites pour qu'entre elle et les deux branches d'aimants ont ait des entrefers assez larges, de 1 centimètre au moins, ce qui permettra de loger facilement le cadre mobile sans avoir à soigner outre mesure l'ajustage des supports ; si ces entrefers étaient trop petits, le cadre pourrait venir toucher les parois dans certaines positions.

Le cadre sera bobiné en fil relativement fin, 1 ou deux dixièmes de millimètre par exemple, pour qu'il ne tienne pas trop de place ; en haut et en bas, ce fil sera soudé à un autre de 5 dixièmes qui formera une boucle

et servira à fixer le fil de suspension. Un peu de gomme laque ou du fil à coudre lui donneront un peu de solidité et de rigidité.

Les supports du fil de suspension seront composés de pièces détachées que les amateurs trouvent facilement dans le commerce, une petite équerre, une douille et une broche de lampe. La broche M sera soudée au fil de suspension et s'enfoncera à frottement doux dans la douille N ; l'équerre R a simplement pour but de fixer la douille à la planche verticale tout en la maintenant horizontale et à une certaine distance de cette planche. Cette manière de suspendre le cadre mobile présente quelques avantages : en faisant tourner la broche dans la douille, on donne au cadre l'orientation voulue ; en l'enfonçant plus ou moins, on peut tendre le fil convenablement sans que la longueur de celui-ci ait besoin d'être rigoureusement déterminée à l'avance ; et enfin en cas de réparations, l'équipage mobile et sa suspension se séparent facilement du reste de l'appareil fixé au mur et peuvent être ressoudés sans aucune difficulté.

Qu'employer comme fil de suspension ?

Du fil fin, fil de cuivre de 1 dixième, par exemple, du fil doré que l'on tirera d'un galon d'officier, d'une ficelle de confiseur. Personnellement, j'emploie du fil plat que je retire d'un tissu lamé vendu par les marchands de travestis. A égalité de section, c'est-à-dire pour une même solidité, le fil plat se tord beaucoup plus facilement que le fil cylindrique, ce qui augmente la sensibilité d'une manière très nette. Ce fil m'a donné des résultats équivalents à ceux que m'avaient donnés les meilleurs fils spéciaux fournis par les constructeurs, et il a l'avantage de ne coûter presque rien, quelque chose comme un sou par mètre.

Occupons-nous, maintenant, du dispositif de lecture. Évidemment, rien n'empêche de fixer au cadre mobile une aiguille très fine, en fil d'aluminium ou en papier fort et de la regarder se déplacer suivant un cadran gradué. Mais on ne profite pas ainsi de tous les avantages du galvanomètre et il est facile de trouver des dispositifs optiques simples équivalant à une aiguille de 1 ou 2 mètres de longueur dénuée de poids. En voici, par exemple, deux :

a) Au cadre mobile est fixé un petit miroir S plan ; devant l'appareil et à une distance convenable, sont placés l'un au-dessus de l'autre une règle graduée et un morceau de carton

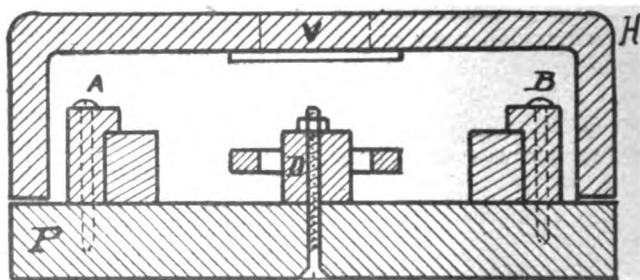
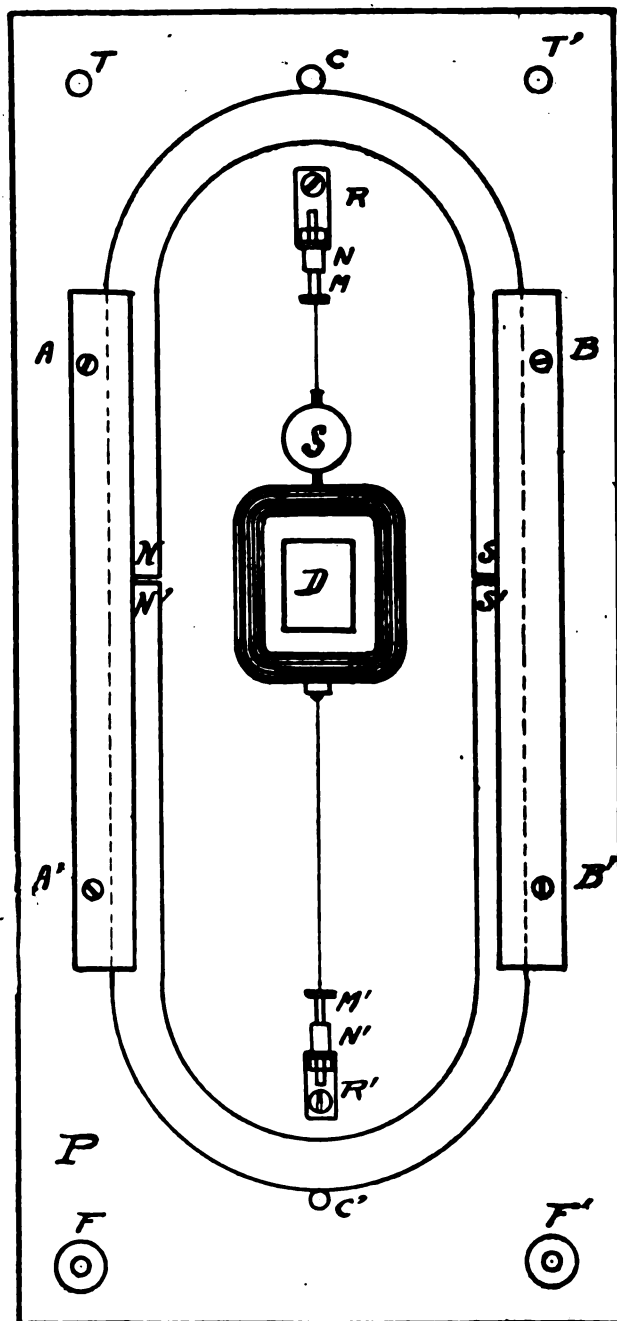


Fig. 1

muni d'une fente. En mettant son œil derrière la fente, on voit, par réflexion sur le miroir, une certaine division de la règle graduée ; quand l'équipage mobile bouge, le miroir tourne lui aussi et sans changer l'œil de place on voit défiler l'une après l'autre les différentes divisions de la règle.

b) On obtient des résultats plus précis en employant un miroir concave et en projetant sur une règle graduée transparente ou non, l'image d'une fente vivement éclairée ou plus simplement le filament d'une lampe à incandescence. Comme les miroirs concaves que l'on trouve dans le commerce sont horriblement chers, on peut en fabriquer soi-même d'excellents en argentant soi-même des verres de lunette d'une demi-dioptrie que l'on trouve à bon compte chez les opticiens ; l'argenture s'obtient en plaçant au fond d'un vase le verre soigneusement nettoyé, puis en versant dessus, immédiatement après l'avoir préparé, un mélange de nitrate d'argent ammoniacal et de formol.

Enfin, il ne faut pas oublier que, partout, il y a des courants d'air ; aussi conviendra-t-il de protéger l'appareil par un couvercle H. Une ouverture ménagée en face du miroir, permettra l'observation optique ; elle sera fermée par une vitre bien plane, V, choisie parmi de vieilles plaques photographiques et ne déformant pas les objets.

Deux bornes, F, placées au-dessous de l'appareil et réunies aux supports de l'équipage mobile, permettront de le relier au circuit d'utilisation. L'isolement sur bois que nous avons adopté, ne présente aucun inconvénient si dans le reste du circuit ne se trouvent pas de tensions élevées et de terres ; dans le cas contraire, il suffirait d'isoler du mur la planche qui sert de support.

L'appareil ainsi construit n'est pas d'un prix exagéré : une dizaine de francs non compris la boîte en bois.

A quoi va nous servir ce galvanomètre ? A beaucoup de choses, car il peut être utilisé suivant les cas comme voltmètre, comme ampèremètre, comme balistique. Il nous servira à effectuer les mesures les plus diverses qui demandent une grande sensibilité.

Commençons par l'étalonner.

Procurons-nous un élément de pile Daniell ou bien fabriquons-le nous-mêmes. Pour cela, nous prenons un vase poreux que nous plaçons dans un vase plus grand en verre, puis nous remplissons l'un de ces vases avec

une solution saturée de sulfate de zinc, l'autre avec une solution également saturée de sulfate de cuivre ; dans le premier, nous faisons plonger une lame de zinc, dans le second une lame de cuivre. Cet élément nous donne 1,08 volt.

Plaçons en série cet élément Daniell, notre galvanomètre et une résistance de 80.000 ohms ; l'intensité qui traverse le circuit est alors facile à déterminer par la loi d'Ohm : elle est de 13,5 micro-ampères. Nous n'avons qu'à observer la déviation obtenue et notre galvanomètre est étalonné ; on sait, en effet, que dans un tel appareil la déviation est, au début tout au moins, proportionnelle à l'intensité.

Pour faire varier un peu les conditions de l'expérience, recommençons l'opération en remplaçant notre résistance de 80.000 ohms par une autre, puis mettons-en deux en parallèle ; enfin, remplaçons la pile par un accu. Nous obtenons, ainsi, plusieurs chiffres dont nous prenons la moyenne et nous nous mettons, ainsi, à l'abri des erreurs provenant d'un mauvais étalonnage des résistances ou d'une mauvaise lecture.

Notre appareil est ainsi étalonné en voltmètre et en ampèremètre. En voltmètre, nous l'emploierons en conservant toujours en série une résistance élevée. Si, par exemple, le Daniell nous a donné 108 millimètres de déviation quand la résistance en série est 80.000 ohms et si une vieille pile de poche nous donne 216 millimètres, c'est que sa force électromotrice n'est que deux fois plus grande que celle du Daniell, soit 2,16 volts. Pour mesurer des tensions plus élevées, celle du secteur, par exemple, nous remplacerons la résistance de 80.000 ohms par une de 4 mégohms, ce qui nous donnera une sensibilité 50 fois plus faible ; nous pourrions d'ailleurs recommencer l'étalonnage avec cette nouvelle résistance, si nous possédons une batterie de tension plaque et un voltmètre.

Remarquons qu'ainsi équipé, ce galvanomètre devient un voltmètre remarquable dont la résistance intérieure est de plusieurs mégohms et qui est, par suite dans certains cas, bien supérieur aux meilleurs voltmètres que l'on peut trouver dans le commerce. Il permet, par exemple, de mesurer sans aucune difficulté la tension donnée par un tableau de tension plaque, puisqu'il n'absorbe qu'un courant 200 fois plus faible qu'une triode.

Comme ampèremètre, nous utiliserons l'appareil sans résistance en

série, mais comme il est très sensible, nous serons amené dans la plupart des cas à le shunter. D'ailleurs, quelles que soient les conditions d'utilisation, même lorsque notre galvanomètre fonctionne en voltmètre, il ne sera pas mauvais de disposer à ses bornes une résistance d'un millier d'ohms, un écouteur téléphonique, par exemple, pour livrer passage à des courants induits qui amortiront rapidement les oscillations.

La construction de shunts ne présente aucune difficulté ; on se servira, par exemple, d'un fil un peu plus gros que celui qui a été employé dans la construction du cadre et on lui donnera des longueurs de plus en plus faibles. Pour éviter l'influence désastreuse de mauvais contacts qui pourraient changer la répartition des courants entre le shunt et le galvanomètre, on les munira, lorsque leur résistance sera faible, de 4 bornes pour séparer les points d'attache du circuit principal de ceux qui réunissent le shunt au galvanomètre.

Pour étalonner un shunt, rien de plus simple ; on mesure le même courant avec et sans shunt, le rapport des déviations est alors égal au rapport des sensibilités.

Comment mesurer une résistance ? C'est bien simple. Si elle est élevée, on la mettra dans le circuit du galvanomètre et on observera la déviation obtenue sous une tension convenable, puis on la remplacera par une résistance connue ; le rapport des déviations sera égal à l'inverse du rapport des résistances. Si elle est relativement faible, la résistance du galvanomètre fausserait la mesure ; aussi opère-t-on autrement : on fait passer dans la résistance inconnue et dans l'étalon disposés en série un même courant, puis, au moyen du galvanomètre fonctionnant comme voltmètre, on compare les tensions aux bornes de ces deux résistances, puis on en fait le rapport. Pour étudier, par exemple, la résistivité de métaux, ce qui conduit à comparer de très faibles résistances, on fera passer un courant intense dans un circuit composé d'un fil de cuivre et d'un fil de maillechort connectés en série sans précautions spéciales, puis avec le galvanomètre démuné de résistances on évaluera les chutes de tension correspondantes à une longueur de 10 centimètres sur chacun des fils.

Ce galvanomètre peut servir de balistique, c'est-à-dire permet de comparer entre eux les flux magnétiques d'aimants ou les capacités de condensateurs ; lorsqu'il est soumis à une

décharge brusque, l'équipage mobile prend une certaine elongation qui est proportionnelle à la quantité d'électricité.

Soit, par exemple, à comparer les flux magnétiques produits par deux aimants ou deux électros ; on introduit un aimant dans une bobine d'une centaine de spires, jusqu'à ce que celle-ci se trouve à égale distance des pôles, puis on le retire brusquement ; si la bobine est reliée au galvanomètre, celui-ci accuse une elongation proportionnelle au flux émis par l'aimant.

Pour comparer deux condensateurs, on les charge sous une tension convenable, 4 volts ou 40 volts, puis on les décharge dans le galvanomètre ; l'elongation est proportionnelle à la tension de charge et à la capacité. Excellente méthode, d'ailleurs, pour mesurer la tension fournie par un tableau de tension plaque, car la charge d'un condensateur n'apporte aucun trouble au fonctionnement de celui-ci.

D'un fonctionnement tout à fait satisfaisant tant que l'on reste en courant continu, le galvanomètre à aimant se montre incapable de mesurer un courant alternatif, du moins tant qu'on l'utilise sans redresseur de courant. C'est qu'en effet pendant la durée de chaque période, l'équipage mobile reçoit deux impulsions consécutives de sens contraire, et comme son inertie est notable, il ne prend aucun mouvement appréciable. Evidemment, on peut disposer en série avec lui un redresseur de courant, une galerie, par exemple, mais cet artifice qui présente un réel intérêt lorsqu'on n'a en vue que des méthodes de zéro ne peut être utilisé d'une manière générale, car la sensibilité d'une galène au point de vue de la détection n'est pas suffisamment constante.

Autant donc construire un appareil analogue à un galvanomètre, mais dans lequel le champ directeur sera produit non plus par un aimant, mais par une bobine à courant alternatif ; la force électro-dynamique aura toujours un sens invariable et l'équipage mobile subira une certaine déviation ; suivant les connexions, on peut obtenir ainsi un ampèremètre, un voltmètre ou un wattmètre.

Comme construction, cet électrodynamomètre différera peu du galvanomètre et, en particulier, leurs équipages mobiles seront identiques. Mais le système producteur du champ fixe sera constitué par deux bobines situées à une certaine distance l'une de l'autre pour laisser passer avec un jeu suffisant le fil de suspension. Ces

deux bobines sont, par exemple, des nids d'abeilles du commerce ayant chacune 300 spires et reliées en série ; des entretoises en bois ou en ébonite fixées à la planchette qui sert de support par de la tige filetée les maintiennent en place à une distance convenable. Tout autre mode de bobinage ou de fixation pourrait être adopté, mais sous aucun prétexte ces bobines ne doivent être enroulées sur une carcasse métallique, car il y prendrait naissance des courants de Foucault très énergiques.

Notre électrodynamomètre contient deux circuits électriques ; suivant la manière dont nous les connecterons, le fonctionnement de notre appareil sera considérablement modifié.

Mettons d'abord les deux enroulements en série et introduisons le tout dans un circuit d'utilisation ; le couple moteur étant à la fois proportionnel à l'intensité du courant qui traverse le circuit fixe et à celle qu'absorbe le circuit mobile sera dans ces conditions proportionnel au carré du courant ; nous avons alors un ampèremètre.

Mettons encore les deux circuits en série, mais alimentons-les par une source quelconque d'électricité à travers une résistance très élevée ; sans refaire de calculs et, par analogie avec le raisonnement précédent, on voit tout de suite que l'on aura cette fois un voltmètre.

Mais dans les deux cas précédents, la déviation de l'appareil est proportionnelle au carré de l'intensité, ce qui est loin d'être avantageux pour les courants faibles. Si, par exemple, cette déviation est de 10 centimètres pour un courant de 10 milliampères, elle ne sera plus que de 1 millimètre pour 1 milliampère et deviendra insensible pour des courants à peine plus faibles. Aussi est-on naturellement amené, pour rendre la déviation simplement proportionnelle à l'intensité, à faire passer dans les bobines fixes un courant constant et assez fort alimenté directement par la tension totale. Supposons par exemple, que dans ce circuit fixe nous faisons passer, en intercalant une lampe entre lui et le réseau, un courant de 0,1 ampère ; la sensibilité sera grandement augmentée et au lieu des chiffres de tout à l'heure, nous aurons maintenant : pour 1 milliampère, 10 cm. ; pour 0,1 milliampère, 1 cm. ; pour 0,01 milliampère, 1 mm. ; cette fois les déviations sont proportionnelles aux intensités et nous pouvons mesurer commodément quelques dizaines de microampères.

Une remarque cependant : il n'y a pas que l'intensité des deux courants qui intervienne, il y a aussi leur déphasage ; de sorte qu'avec le montage précédent les mesures ne restent correctes que si ce déphasage reste faible et invariable. Si donc le circuit mobile ne contient que des appareils très inductifs, on alimentera le circuit fixe à travers une grosse self ; dans le cas contraire, on emploiera une lampe. Si l'on veut être plus précis encore, on fera varier au moyen de selfs et de résistances le déphasage du courant fixe, tout en maintenant son intensité constante jusqu'à obtenir le maximum de la déviation ; les deux courants seront alors en phase.

Cette variation continue du déphasage est particulièrement facile à obtenir lorsqu'on a à sa disposition du courant triphasé ; en réunissant par un rhéostat deux fils de phase, on a entre un curseur mobile sur ce rhéostat et le point neutre une tension dont on peut faire varier la phase à volonté.

Un électrodynamomètre peut donc rendre en alternatif de grands services. Monté en voltmètre, il permet de mesurer la tension du secteur, des rapports de transformation ; en ampèremètre, il nous indique la consommation des lampes, le courant à vide des transformateurs, le courant absorbé par un redresseur de courant. Enfin, il peut être monté en wattmètre et nous servir à mesurer la puissance absorbée par un transformateur ou n'importe quel appareil.

L'étalonnage en wattmètre se fait très simplement par comparaison avec le compteur de l'abonné ; on peut opérer également en courant continu, mais il faut alors pour éviter l'influence du champ magnétique terrestre faire deux mesures, en inversant tous les courants après la première et prendre la moyenne.

Rien de plus facile, avec un électrodynamomètre que de comparer des selfs ou des capacités ; il suffit de les alimenter par le secteur et de voir quelle est l'intensité absorbée ; l'étalonnage se fera immédiatement au moyen d'un condensateur de 2 microfarads, par exemple.

D'une construction encore plus facile que les précédents, mais d'une précision moindre sont les galvanomètres à aimant mobile. A l'intérieur d'une bobine quelconque, nid d'abeilles ou enroulement en vrac est suspendu par un fil de coton un petit morceau d'acier aimanté horizontal (aiguille à tricoter, aiguille à coudre, lame de scie). Le plan des spires est orienté

parallèlement au champ terrestre, de sorte qu'en l'absence de courant le petit aimant est perpendiculaire à l'axe de la bobine. Quand on fait passer un courant sous l'influence du champ magnétique supplémentaire, cet aimant dévie proportionnellement à l'intensité, au début tout au moins.

En courant alternatif, il est impossible d'utiliser un petit aimant et d'avoir recours au champ terrestre pour fournir le couple antagoniste. On emploie alors un petit morceau de fer doux non aimanté et on remplace le fil de coton par un fil métallique qui agit comme ressort.

De tels appareils ne sont pas très amortis, c'est-à-dire que l'équipage mobile oscille un certain temps avant de se fixer à la position d'équilibre, mais leur construction ne demande aucune précaution et est extrêmement rapide : dix minutes suffisent largement.

Dans un laboratoire, on a constamment besoin de résistances, car on cherche le plus souvent à ramener toutes les mesures à des comparaisons de résistances ; en outre, on a souvent besoin de limiter des courants ou d'abaisser des tensions trop élevées.

Les lampes sont très souvent employées ; fixées au moyen de douilles avec embases sur des planchettes en bois, elles servent à abaisser la tension du secteur ou à limiter à une fraction d'ampère le courant qui passe dans un appareil. Leur résistance n'est pas

bien constante, car leur température dépend de la tension qu'on leur applique, mais cela n'a souvent pas grand inconvénient. Cette résistance descend jusqu'à une cinquantaine d'ohms (lampe 50 bougies carbone) et peut atteindre deux mille ohms (lampe 5 bougies) ; on voit qu'on a une certaine marge.

Rien de plus facile que de faire des résistances bobinées ; on enroule sur du carton, puis on fixe au moyen de deux œillets une certaine longueur de fil fin, maillechort ou à la rigueur cuivre ; on fixe ensuite sur une planchette ce carton en faisant passer deux bornes dans les œillets. Avec un commutateur à dix plots, on peut obtenir une boîte de résistance comprenant dix éléments identiques ; il suffit pour cela de diviser à l'avance le fil en dix longueurs égales et de faire quelques prises soudées.

Quelquefois on a besoin, pour des mesures effectuées à des fréquences téléphoniques, de résistances sans self ni capacité ; on les obtiendra aisément en bobinant en une seule couche et à spires jointives du fil très fin sur une plaque de mica ou sur une plaque photographique. (On trouve du fil isolé présentant une résistance de 250 ohms par mètre.)

Les résistances très élevées se font en graphite ; il est facile d'en constituer un certain nombre avec un crayon très mou et du carton ; les bornes doivent être fortement serrées

pour que les contacts soient bons et l'on interposera entre elles et le carton graphité une couche de papier d'étain. On en trouve d'ailleurs dans le commerce des réalisations bon marché et suffisamment stables.

Pour terminer, rappelons que la méthode du pont de Wheatstone est une de celles qui est le plus souvent employée dans les laboratoires. Son emploi exige la possession de résistances variables d'une manière continue. On pourra, évidemment, employer un potentiomètre de 200 ohms, mais il est bien plus précis de constituer cette résistance par un fil de nichrome bien nettoyé tendu sur une règle graduée. On se procurera aisément le matériel nécessaire : le fil de nichrome sert à réparer les fers à repasser ou les radiateurs ; la règle de bois graduée se trouvera chez tous les marchands d'accessoires pour commerçants et, enfin, on fera faire à un menuisier une rainure le long de cette règle graduée pour pouvoir la munir d'un curseur.

Nous venons de donner quelques détails sur le matériel utilisé dans un laboratoire, en insistant particulièrement sur la simplicité de ce matériel. Que nos lecteurs se pénètrent bien de cette idée que les appareils sensibles ne sont pas les plus coûteux, et que, si mal bricolés qu'ils soient, ils marchent quand même convenablement. Qu'ils n'hésitent pas à entreprendre l'installation d'un petit laboratoire ; ça leur rendra les plus grands services.

Le redressement du courant de haute tension par la soupape électrolytique

Par André PLANES-PY, f8EI

■ ■ ■ ■ ■

Il est inutile de rappeler aux lecteurs du *Q S T* que seul un courant rigoureusement continu doit être utilisé pour l'alimentation anodique d'un poste émetteur.

Or, un courant rigoureusement continu ne peut guère être fourni que par une source chimique d'électricité, et la solution, pour si séduisante qu'elle apparaisse au premier abord, n'est pas sans présenter de sérieux inconvénients : les piles ont en général un débit faible, reviennent cher, exigent des soins d'entretien journaliers et de

plus leur dif. d. p., faible dans la plupart des cas, conduit à un encombrement exagéré. Il ne faut pas oublier en effet que pour l'émission, même pour l'émission à faible puissance, il est convenable de compter sur un débit de l'ordre de 20 à 30 M. A, et que, si on veut avoir une onde stable et régulière, il convient de prévoir une source d'alimentation pouvant fournir une intensité double et même triple ou quadruple de celle normalement exigée par le ou les tubes oscillateurs. La batterie de piles — sèches ou liqui-

des — ne peut guère être employée que dans des cas de force majeure : lieu dépourvu de toute distribution d'électricité, postes portatifs etc., et encore pour un émetteur de très faible puissance. En plus, on ne peut compter sur un service prolongé.

Restent les accumulateurs utilisables si l'amateur possède le courant. Si la ligne urbaine distribue du continu, les frais d'installation sont encore raisonnables, car la source de courant peut alors être scindée en plusieurs batteries de 80 ou de 160 volts, rechar-

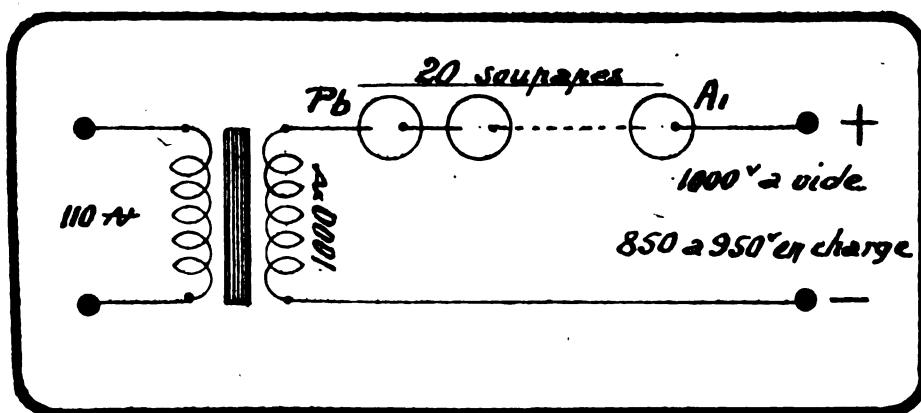


Fig. 1

gées par le secteur 110 ou 220, suivant les cas, avec une lampe d'éclairage faisant office de résistance. Si la distribution se fait en alternatif, il faudra nécessairement compléter l'installation par l'achat d'un redresseur de courant et charger successivement les différentes batteries ; les redresseurs ne fournissant généralement qu'un débit assez modeste s'opposant au groupement en parallèle. En outre, les accumulateurs demandent un certain entretien.

Lorsque la tension anodique exigée par les tubes émetteurs dépasse une certaine valeur (150 volts par exemple) qu'il est aisé d'obtenir assez facilement par des boîtes d'alimentation pour postes récepteurs, il est à notre avis préférable d'avoir recours à l'un des deux procédés de redressement suivants : la valve ou la soupape électrolytique.

Réservant pour un prochain numéro la description d'un redresseur à valve de moyenne puissance, nous traiterons aujourd'hui partie de la question par l'exposé de quelques montages utilisant la soupape électrolytique.

QUELQUES NOTES SUR LA SOUPAPE ELECTROLYTIQUE

La soupape — ou « clapet » — électrolytique est connue depuis longtemps : Buff le premier avait constaté, dès l'année 1857, les phénomènes présentés par l'aluminium en présence du plomb dans un électrolyte neutre. Un courant traversant un élément ainsi constitué passe lorsque l'aluminium fonctionne comme cathode et est interrompu lorsqu'il est pris comme anode. La soupape électrolytique a été l'un des premiers moyens mis à la disposition des amateurs pour la recharge des accumulateurs, elle n'était sérieusement concurrencée que par le vibreur et, au point de vue théorique, que par la commutatrice ou le redresseur syn-

chrone, d'une réalisation délicate.

En raison des inconvénients nombreux qu'elle présentait, la soupape à l'aluminium fut abandonnée à peu près complètement pour la charge des accumulateurs dès que des dispositifs d'un prix d'établissement analogue ou à

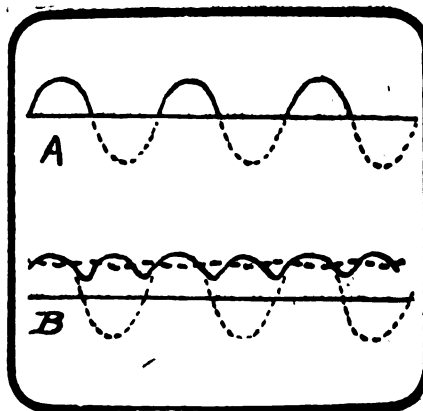


Fig. 2

peine plus élevé furent présentés par le commerce. Il fallut attendre quelques années pour noter l'apparition — la réapparition serait plus exact — des soupapes à électrolyte acide dont l'étude fut plus particulièrement poussée par quelques physiciens allemands. Schulze a montré après Buff l'ana-

logie de la soupape avec le condensateur électrolytique et a indiqué que tout métal peut être utilisé comme anode à la condition de former avec l'oxygène un composé représentant une forte résistance électrique : ainsi on peut faire appel au fer, au nickel, au cobalt, au magnésium, au cadmium, à l'étain, au bismuth, au tantale, au silicium et à d'autres métaux encore.

La solution employée par Buff (phosphate tribasique de soude, 40 grammes par litre) n'est pas aussi le seul électrolyte : les aluns, les carbonates et les borates présentent des propriétés intéressantes et modifient les conditions d'emploi de manière souvent favorable. Disons aussi que, d'une manière plus générale, Graetz, Pollak puis Fitch ont préconisé l'emploi d'un électrolyte fournissant de l'oxygène par l'électrolyse.

En 1901, Pollak posait un principe que tout amateur ne doit pas méconnaître : le redressement est d'autant meilleur que la température de l'électrolyte est plus basse, celle-ci, d'après le même auteur, ne doit pas dépasser 40° C. La parfaite pureté de l'électrolyte a aussi une importance capitale (travaux de Schulze-1914).

Deux théories ont été énoncées pour l'explication de la propriété de conductibilité unilatérale des soupapes : celle de la couche solide suivant laquelle une mince pellicule isolante se déposerait sur l'anode (décomposition d'une couche solide d'oxyde ou d'hydroxyde d'aluminium) et s'opposerait au passage du courant, lorsque celui-ci rentre par l'aluminium, et celle de la couche gazeuse qui voudrait que la résistance dans un sens soit occasionnée, non par le dépôt lui-même, mais par la présence d'une gaine d'oxygène gazeux autour de ce dernier (Guthe).

Quoi qu'il en soit, il est indiscutable qu'une certaine température,

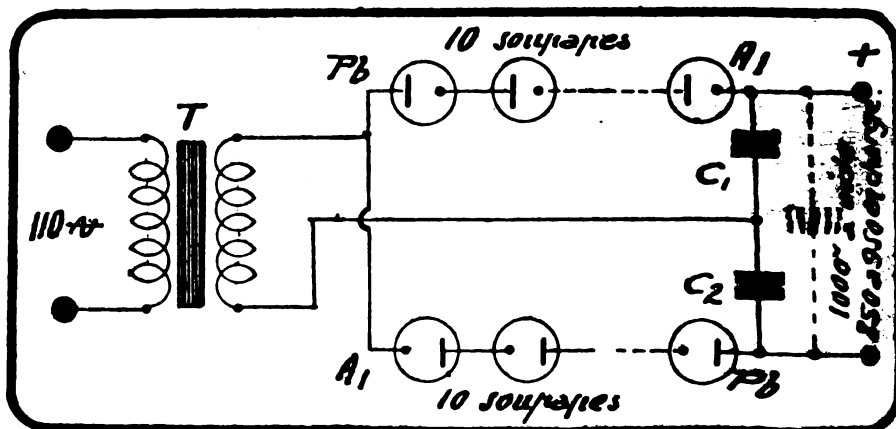


Fig. 3

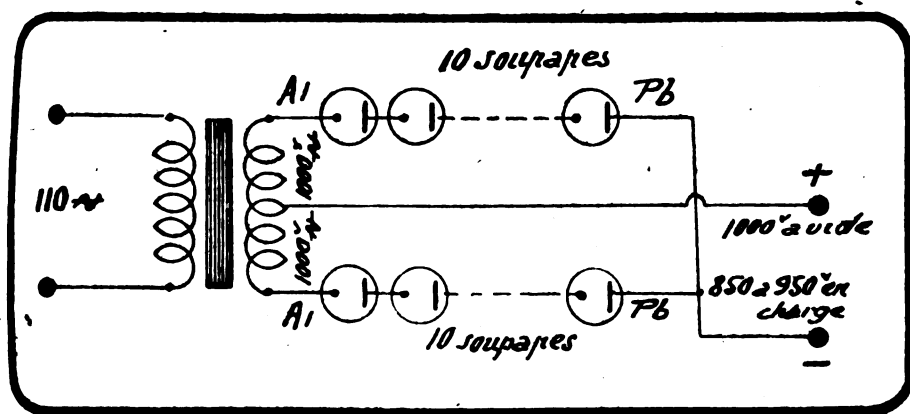


Fig. 4

température limite déterminée, ne doit pas être dépassée.

La soupape électrolytique, organe de redressement n'utilisant aucune source de courant auxiliaire, peut-être utilisée pour réaliser différents montages de redressement et se prête à toute sortes de combinaisons.

Une soupape du type aluminium-plomb, dans un électrolyte neutre ou légèrement acide, peut redresser une tension assez élevée pouvant, dans certains cas favorables, dépasser 100 et même 200 volts, mais, pour les cas courants, pour le redressement de tensions atteignant 1.000 volts ou davantage, il est sage de compter un élément pour 50 volts à redresser et d'éviter les surcharges sur un ou plusieurs maillons de la chaîne. Tous les bacs devront avoir la même capacité, contenir le même électrolyte et être montés avec les mêmes métaux.

PRINCIPAUX SCHÉMAS DE REDRESSEMENT.

Le schéma le plus simple est celui de la figure 1 qui n'utilise qu'une seule alternance. Le voltage obtenu à la sortie sera égal à la tension fournie à l'entrée, diminuée de la perte dans les soupapes. Le voltage de ce courant en charge sera naturellement d'autant plus faible que le débit exigé sera plus important.

On sait ce qu'il advient lorsque le redressement ne porte que sur une alternance : l'une des parties de la courbe sinusoïdale déterminée par l'axe des abscisses est simplement supprimée (fig. 2. A) : le courant résultant est donc haché, « bosselé » si l'on peut dire, et il y aura lieu de le régulariser mieux si on veut l'utiliser pour l'alimentation d'un poste émetteur. Ce sera, comme pour tous les autres montages du reste, le rôle du filtre (fig. 6) : groupement d'une self à fer qui s'oppose au passage du courant alter-

natif et de capacités faisant office de « volants » ou « d'accumulateurs » et qui régularisera la courbe primitivement obtenue. En termes faciles : les « trous » laissés par la suppression d'une alternance dans la courbe « A » seront comblés.

Les autres montages représentés par les figures 3, 4 et 5, s'ils exigent (certains) un plus grand nombre de soupapes et une tension d'entrée plus élevée, ont l'avantage de donner un courant beaucoup plus régulier (fig. 2. B), partant bien plus facile à filtrer puisque les « trous » de la courbe « A » ont été en partie comblés par l'autre alternance.

Le montage Latour ou « doubleur de tension », comme son nom l'indique, double la tension alternative qu'il redresse (fig. 3). Mais ce doublage ne peut de toutes façons être obtenu qu'en utilisant deux capacités fixes de valeur assez grande ($2 \mu F$, minimum). Le courant résultant est amélioré par le condensateur C_2 (figuré en pointillé car il est supposé faire partie du filtre).

Le fonctionnement est facile à saisir : chaque alternance est redressée par l'une des deux séries de soupapes et charge le condensateur en circuit. La tension utilisable est prise aux

deux bornes extrêmes des éléments C_1 et C_2 disposés en série et qui jouent le rôle de véritables « accumulateurs » de courant.

Si le montage Latour double la tension, il est évident qu'il ne peut doubler l'énergie d'entrée... le transformateur devra donc pouvoir fournir un débit suffisant pour charger convenablement C_1 et C_2 , d'après l'intensité absorbée par le poste émetteur. Si, dans la figure 1 (et en chiffres ronds sans tenir compte des pertes), le débit du courant utilisé était de 100 M. A., le transformateur T devrait pouvoir fournir 1.000 volts sous 100 M. A.; 100 watts dans les deux cas. Dans la figure 3, si nous voulons toujours utiliser 1.000 volts sous 100 M. A., il faudra que le transformateur T soit prévu pour un débit de 200 M. A., sous 50 volts. Le nombre des soupapes sera le même, chaque groupe redressant une tension moitié plus faible.

Les montages des figures 4 et 5 redressent également les deux alternances, mais, dans le cas du premier, le voltage du transformateur T devra être double. C'est le montage utilisé pour la plupart des tableaux de tension de plaque avec redressement par deux valves ou une seule biplaque.

Le schéma de la figure 5, dit « en pont », fournit une tension utilisable sensiblement égale à celle appliquée à l'entrée, mais elle exige un nombre de soupapes double que pour le cas précédent.

L'amateur pourra donc choisir l'un de ces quatre montages — ou plutôt l'un des trois redressant les deux alternances — le schéma le plus convenable d'après les conditions à remplir et l'émetteur à alimenter.

SOUPAPES

L'électrolyte le plus facile à préparer, le plus à la portée de l'amateur et

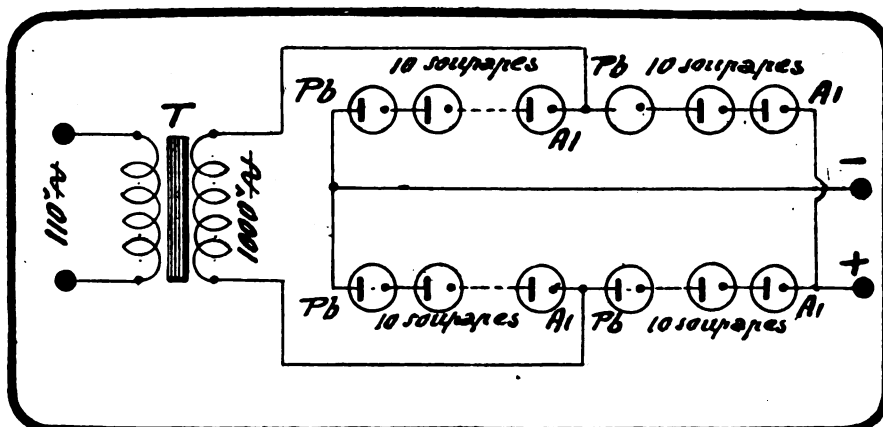


Fig. 5

donnant de bons résultats est la solution de bicarbonate de soude à saturation dans de l'eau distillée et filtrée (11° B. environ). Si elle permet des débits importants (résistance interne des éléments relativement faible) elle a le défaut d'attaquer — de « piquer » — les lames d'aluminium et de donner des sels grimpants et des dépôts d'alumine dans le fond des bacs. On devra fréquemment retirer et nettoyer les lames d'aluminium et changer l'électrolyte. On veillera à ce que la température de ce dernier ne dépasse pas 20 à 25° pour des débits moyens ou un peu importants.

Le phosphate de soude donne aussi de bons résultats (solution de 12 %), mais le borate d'ammoniaque paraît être celui qui réduit le plus possible les soins d'entretien. On l'utilisera à la concentration de 10 grammes par litre ou on le préparera soi-même par neutralisation d'une solution d'acide borique par l'ammoniaque.

Avec la solution de bicarbonate, la formation des soupapes est extrêmement rapide : si l'aluminium employé est bien pur (préférer le fil pour soudure autogène de trois millimètres de diamètre rivé par un clou à sabot sur une lamelle de plomb), il suffit d'appliquer le courant redressé et filtré sur l'émetteur en veillant à ce que la tension ne soit pas trop forte pour la lampe. De temps à autre les aluminiums seront soigneusement nettoyés à l'aide d'une poudre composée de ponce pulvérisée et de potasse (Nab).

La solution de borate d'ammoniaque rachète une plus grande résistance par une tendance moins nette à la production de sels grimpants, toutefois elle ne paraît pas dispenser

de nettoyages périodiques. Nous la conseillons cependant en raison de l'absence de soude.

Le borax peut aussi être employé bien que la résistance interne des éléments soit aussi accrue. Les phosphates demandent une préparation minutieuse (filtrages, repos, etc.) et un choix sévère du sel.

Les éléments montés, on pourra recouvrir la surface du liquide dans chaque bac d'une mince couche d'huile de paraffine ou d'huile de machine pour éviter l'évaporation. Les connexions effectuées, on contrôlera le débit du courant de haute tension dans le circuit plaque de l'émetteur et — en fonctionnement si possible — on relèvera peu à peu les électrodes d'aluminium (ou en retirera un peu d'électrolyte dans chaque bac avec une poire en caoutchouc épais terminée par un tube de verre) jusqu'à observer une légère baisse du débit. A ce moment, on immergera une surface un peu plus grande d'électrodes et on conservera ce niveau.

A titre d'indication : pour un débit de 100 M. A sur deux lampes 45 watts, tension en charge 850 volts environ, montage de la figure 3, les bacs contiennent 125 cm. cubes d'électrolyte. Les lames d'aluminium ont un centimètre de large et plongent de 5 à 8 millimètres dans la solution de bicarbonate de soude.

Cent centimètres cubes d'électrolyte donnent toute sécurité au point de vue échauffement pour un débit de 40 à 50 mètres carrés continu (phonie) ou 80 à 100 intermittent (graphie).

L'aluminium sera chimiquement aussi pur que possible : on pourra l'utiliser soit sous forme de fils soit

sous celle de petites lamelles de un centimètre de largeur. Il sera bien nettoyé à la potasse avant la mise en service. Le plomb plongera jusqu'à un centimètre du fond et sera également sous forme de lame.

FILTRE

Tout système de redressement, pour si efficace qu'il soit, doit être suivi d'un filtre. Le schéma le plus simple d'un filtre « en π » à une seule cellule est donné par la figure 6. On préférera un schéma plus simple avec des organes adaptés au courant qu'il convient de filtrer à un autre plus complexe mais monté avec des accessoires trop faibles ou insuffisants.

La self S devra être au minimum de 50 henrys et prévue pour une intensité double de celle utilisable normalement. Chaque capacité fixe C_1 et C_2 devra être au minimum de 4 M. F. et mieux de 5 à 6 M. F. Ces condensateurs devront pouvoir tenir un voltage triple ou quadruple de celui auquel ils sont soumis à vide.

Ce filtre sera connecté d'une part aux bornes courant continu du redresseur et d'autre part à celles correspondantes de l'émetteur. Nous rappelons que, lorsque la haute tension est fournie par un système redresseur-filtre devant comporter des capacités, il convient de manipuler, non dans le primaire du transformateur, mais dans la liaison : — H. T — B. T. Outre les inconvénients classiques résultant de la coupure dans le primaire du transformateur de haute tension — signaux « visqueux », les capacités continuant à se décharger sur l'émetteur lorsque le manipulateur est levé, détérioration légère des soupapes qui laissent passer alors un peu d'alternatif — on ne peut maintenir les éléments dans les meilleures conditions de fonctionnement car, en manipulant dans le retour de grille lorsque ce circuit est coupé, la tension monte et les soupapes se forment sous une tension élevée.

Une surveillance un peu assidue d'une batterie de soupapes, une grande propreté et un changement périodique de l'électrolyte permettent à l'amateur d'obtenir d'excellents résultats pour une simplicité maximum et un prix de revient, somme toute, très bas.

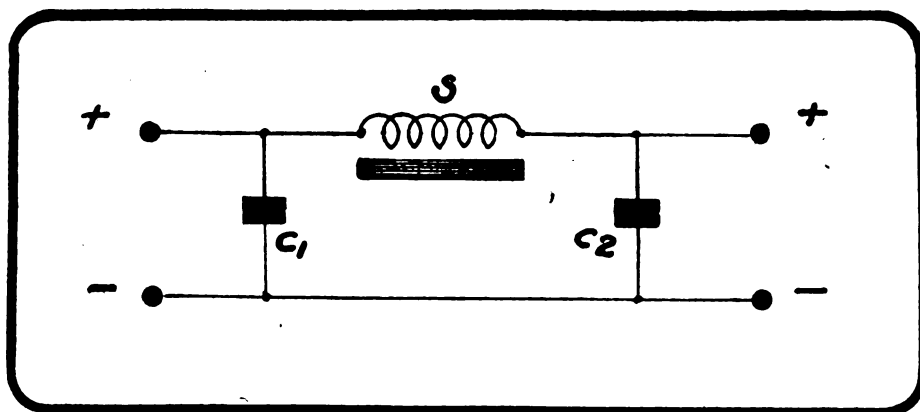


Fig. 6

■ ■ ■ ■ ■

A TRAVERS LA PRESSE ETRANGERE

ARGENTINE.

« R.C.A. » — Buenos-Ayres, année V, n° 46. Mai (Organe officiel du Radio Club Argentino).

Aux amateurs.

Le Radio Club Argentino engage fortement les amateurs à observer les règlements de la Conférence de Washington, pour si draconiens qu'ils paraissent. Tout en reconnaissant la faible étendue des bandes accordées, il fait ressortir que les 300 K. C. entre 41,10 et 42,90 mètres correspondraient à 63 m. sur les 300 mètres et que, sur la bande de 10 mètres on peut loger autant d'émissions différentes qu'entre 100 et 300 mètres. Il souligne qu'il n'y a pas seulement le dixième des amateurs argentins qui observe les règlements et cite le vœu du « Réseau des Emetteurs Français » suivant lequel les différentes bandes (160 mètres, 80, 40, 20, 10 et 5 mètres) seraient employées d'après la distance, le travail (graphie ou phonie) ou l'heure.

Un bon émetteur pour ondes courtes, par LU4DQ. M. Tapiera.

Circuit TPTG (selfs non couplées) classique ayant permis sur la bande de 20 mètres des communications bilatérales avec toutes les parties du monde y compris la France. Deux lampes de 10 watts en parallèle sous 450 volts plaque. Filaments chauffés en alternatif pur. Antenne accordée.

BRESIL.

SUPPLEMENTO DE ANTENNA. — Rio de Janeiro, année III, n° 36. Avril.

Comment calculer nos circuits ? (Bobines de choc).

Suite d'articles examinant, sous cette rubrique, les différentes parties d'un poste. Nombreuses formules.

Un Schnell. — (Ondes courtes et moyennes).

Circuit classique à trois lampes, remarquable seulement par l'aération des différents circuits. Les chocs de haute fréquence (il y en a aussi avant et après le haut-parleur dans le circuit de plaque de la deuxième basse fréquence), comprenant une centaine de spires.

ESPAGNE

RADIO BARCELONA. — Barcelone. — N°s 250 à 254. Juin.

Union Radio Barcelona et la transmission des images par le procédé Belin.

Union Radio Barcelona, après avoir reçu la visite du capitaine Fulton puis de M. A. Balp, ingénieur aux établissements E. Belin, poursuit l'installation pour la transmission d'images suivant le procédé français. Ces transmissions seront diffusées par les postes de Barcelone, Madrid et Séville. Différents récepteurs seront montrés en fonctionnement au public dans l'enceinte de l'Exposition et en divers points de la ville. La durée de la transmission d'une image sera de 5 à 6 minutes et des appareils seront sous peu mis en vente dans le commerce.

Un nouveau circuit : le Super Panaflex, par I. Gomez.

Reproduction de ce montage classique en Argentine, déjà donné par la « Radio-Revista ».

Les amplificateurs à résistance et à impédance par le Dr Pablo A. Planell.

Article clair sur les montages basse fréquence à résistance et à impédances — Citation d'organes du commerce utilisant ces procédés.

Nouvelles

Radio Barcelona envisage l'installation d'un émetteur à ondes courtes qui diffusera en totalité ou en partie les programmes de E.A.J. 1.

Un accord est intervenu entre Union Radio S. A. : E.A.J. 1 et Radio Cataluña E.A.J. 13, pour la fusion des programmes. Toutefois, chaque station conservera son autonomie artistique.

La première représentation théâtrale espagnole retransmise aux postes français et diffusée par eux le 12 juin, fut « Manon », l'œuvre de Massenet, jouée au théâtre du Liceo. Il convient de souligner le choix heureux de la pièce et la courte allocution du speaker montrant à quel point l'Espagne est amie de la France.

Radio Cataluña et Radio Barcelona, ainsi qu'il a été communiqué par la presse, ne fonctionneront jamais aux mêmes heures : les postes les plus simples pourroient donc parfaitement convenir et l'auditeur n'est tenu à aucune coûteuse amélioration.

Un petit référendum organisé par Radio Barcelona pour la désignation de l'auteur le mieux goûté, a désigné le compositeur bien connu Breton, surtout en raison de son œuvre magistrale : « La Dolores » qui tient l'affiche au Liceo de Barcelone.

La nouvelle émission de Radio Barcelona E.A.J. 1 qui fonctionne depuis plusieurs semaines avec ses 7 KW antenne est signalée excellente par le « World Radio » qui la reçoit avec une puissance égale à celle de Nuremberg.

E.A.R. Madrid. Année IV, n° 49. Mai (Organe de l'association E.A.R.).

La Station d'émission d'amateur EAR93 de Valence. — Circuits perfectionnés, par R. Coupez.

Série d'articles écrits spécialement pour « E.A.R. » par le technicien belge. Conseils utiles, généralités énoncées et expliquées de façon claire, sur le perfectionnement des schémas utilisés actuellement.

RADIO LOT. — Barcelone (en catalan). Année V n° 44. Mai-juin.

Revue catalane bien illustrée, consacrée en majeure partie à la nouvelle station du Tibidabo et au système de « Public Address Standard Electric » de l'Exposition installé par les Etablissements Radio Lot dont elle est l'organe.

Les manifestations du stade, notamment, pourront être entendues par 65.000 auditeurs.

ITALIE.

RADIO RARIO. — Milan, N°s 18 à 26. Mai et juin.

Un superhétérodyne à 4 lampes utilisant des tubes à écran, par G. Bauno Angeletti.

Une oscillatrice modulatrice (D. 4) sous

50 volts, une haute fréquence à écran (DA. 406) moyenne fréquence sous 150 volts plaque et 75 à l'écran, une détectrice (C. 406) sous 50 volts et une basse fréquence à écran (DU. 415) sous 150 volts. Combinateur pour passer du cadre à l'antenne (accord Bourne). Le filtre a ses deux enroulements accordés, le transformateur moyenne fréquence le secondaire seulement.

Un bon récepteur pour ondes courtes. (Appareil à 4 lampes).

Durant l'expédition Byrd au pôle sud, de nombreux amateurs et groupements s'efforcèrent aux Etats-Unis d'entendre les messages de l'explorateur. L'un des récepteurs ayant donné les meilleurs résultats fut celui réalisé par le journal « New York Times », il a été décrit en détails dans « Radio News ». Il comprend un étage haute fréquence par lampe à écran, une détectrice et deux B. F. à transformateurs. Accord Tesla, liaison par self accordée et capacité, réaction mixte magnétique et statique sur la résonance, détectrice alimentée en parallèle. Ampérites pour les B. F., rhéostats (25 ohms) pour les deux premières lampes. Les tensions sont de 135 volts pour la plaque de la haute fréquence, 90 pour celle de la première B. F., de 45 pour celle de la détectrice et pour l'écran de la haute fréquence. La polarisation grille de la première basse fréquence est de 4,5 volts. La deuxième basse est alimentée à la plaque (150 volts) et à la polarisation par des batteries distinctes. Les deux condensateurs d'accord de 0,0002 μ F. (secondaire de l'aérien et circuit bouchon) sont accouplés : un vernier (0,0001 μ F.) sur le premier permet d'obtenir le réglage optimum. La gamme de réception s'étend entre 15 et 107 mètres et peut arriver à 215 mètres par le changement des selfs (sous forme de transformateurs H.F.) primaire et secondaire antenne, résonance et réaction : 5 cm. de diamètres, spires écartées, fil de 6 à 10/10. Le condensateur de réaction est un 0,00025 μ F. Trois jeux de transformateurs sont nécessaires pour couvrir la gamme des ondes courtes : ils permettent de recevoir successivement de 15 à 30 mètres, de 25 à 59 mètres et de 59 à 107 mètres.

RADIO RIVISTA DI RADIOFONIA E RADIOTELEGRAFIA. — Rome, Année XI N° 5. Mai.

Récepteur pour ondes courtes. Par Placido E. Nicolichia.

Se compose d'une haute fréquence à grille écran, d'une détectrice à réaction Schnell et de deux B. F. à transformateurs. Haut-Parleur protégé par self à fer et condensateur fixe. La self d'antenne (accord direct) est connectée directement à la grille et au —4 de la haute fréquence. A signaler un choc H. F. en série avec la self de résonance et l'écran de la H. F. connecté au —4, au moyen d'un condensateur.

Encore un quatre lampes par tube blindé.

Deux lampes haute fréquence dont la première bigrille, une détectrice et une B. F. L'accouplement d'une lampe bigrille avec une seconde haute fréquence neutrodynée (et blindée) donne une amplification comparable à celle fournie par deux bigrilles, avec une courbe de résonance plus aiguë, par conséquent une sélectivité plus poussée. Le premier étage est accordé, le second apériodique, deux commandes seulement. Une seule ten-

sion anodique prévue : 90 volts, abaissée par résistances pour l'application du voltage adéquat. Circuit d'antenne en Oudin : deux prises pour le primaire, condensateur d'accord de 0,5/1000.

Schéma assez complexe et paraissant d'une réalisation délicate.

Les mesures de tensions, d'intensité et de résistance, par le T. C. Ed. Telmon.

Article précis sur l'usage des appareils de mesure, utilisation des résistances et shunts.

L'application et le développement du Radiogoniomètre à bord des navires de la Marine marchande, par Angelo Cantoni.

Suite d'une étude. Détermination de la direction des ondes par le procédé Bellini-Tosi.

RADIO GIORNALE. Milan. Année VII, n° 5. Mai (Organe officiel de l'Association Radiotechnique Italienne).

Les licences d'émission d'amateur en Italie et à l'étranger.

Nous résumons les notes très intéressantes données par cette revue sur la délivrance des licences d'émission d'amateur dans quelques pays :

Etats-Unis : Environ 16.000 licences. L'impétrant subit un examen facile sur le fonctionnement et le réglage de son poste et doit lire le Morse à 10 mots à la minute. Il doit donner le schéma complet de son installation. L'administration délivre aussi des licences « de station ». Les amateurs entretiennent des relations amicales avec le gouvernement et collaborent avec l'armée de la marine.

Grande-Bretagne : 1.700 licences environ. Le gouvernement accorde facilement des licences aux émetteurs pouvant recevoir 12 mots à la minute. Tous détails sur l'installation projetée doivent être fournis.

France : 500 autorisations environ. L'amateur doit, « en théorie » (sic !) passer un examen qui se réduit en pratique « à une simple formalité » (resic !) Il doit recevoir 10 mots à la minute. Les amateurs sont bien considérés des Services Publics avec lesquels ils collaborent.

Allemagne : Le gouvernement étudie un nouveau règlement pour la concession des licences. Jusqu'à présent des autorisations ont été données à titre temporaire.

Belgique : une centaine d'émetteurs officiels environ. Aucun examen n'est exigé pour obtenir l'autorisation qui est accordée facilement. Le gouvernement et les P. T. T. belges

entretiennent de bonnes relations avec le « Réseau Belge ».

Espagne : 137 licences environ. Aucun examen mais l'administration prend en considération la recommandation du président de l'association « EAR ».

Suède : Une centaine de licences. Pas d'examen. Il paraît probable cependant que l'administration exige une faculté de réception de 10 mots à la minute.

Tableau donnant les longueurs d'ondes attribuées aux différents pays d'après le Plan de Prague.

Super-Heterodyne pour ondes moyennes et courtes. Par E. Montù.

Un autodyne Schnell est placé devant un circuit comprenant deux moyennes fréquences par lampe à écran, liaison par self accordée, une détectrice à réaction magnétique et une basse fréquence. Second circuit par oscillatrice séparée.

La lampe trigridle utilisée comme lampe à écran, par Emmerich Patai.

Utilisation de la trigridle Vatea TN. 406. Montage d'une détectrice et d'une basse fréquence, plan de câblage réduit.

REVISTA DELLE COMUNICAZIONI. — Rome. Année I n° 4. Avril.

Le service radiotéléphonique transatlantique.

Description sommaire du système utilisé pour les communications radiotéléphoniques entre Rugby-Cupar et Rocky Point-Houlton.

RADIO TECNICA. — Rome. Année II n° 4. Mai.

L'amplification élevée de la lampe à écran. (d'après le « Wireless World » n°s 17 et 18).

Comparaison des méthodes de neutrodynamie d'un triode et d'une lampe à écran.

Le brevet du récepteur Fulton. — Traduction du brevet anglais n° 307365 accordé au capitaine Fulton et du brevet Baker.

Appareil à quatre lampes alimenté totalement par l'alternatif, par Ugo Carosone. (Primé au concours de « Radio Tecnica »).

Deux lampes haute fréquence à écran et une détectrice à cathode chauffée indirectement par le secteur. Une basse fréquence trigridle de puissance filament alimenté directement par le secteur. L'alimentation est fournie par deux transformateurs : l'un (rhéostat dans le primaire) alimente les filaments, l'autre à deux secondaires fournit la tension de plaque redressée par une valve biplaque et

filtré par une cellule à trois éléments. Montage très complexe, alimentation dans un coffret séparé.

Une alimentation complète d'une construction simple et économique.

Cette boîte d'alimentation comporte deux transformateurs : l'un fournit une tension de 4 volts utilisée sans redressement pour les lampes alternatif utilisant ce voltage, l'autre, à trois secondaires, fournit 0,6 volt alternatif (sous 15 ampères, pour certaines lampes secteur) et une tension redressée et filtrée de 150 volts avec prise à 50 volts et une tension négative de 12 volts. Le redressement est assuré par une valve biplaque, le filtrage par une self à fer et quatre capacités de quatre M. F. Des résistances de 1200 et de 20.000 ohms abaissent le courant pour les prises à — 12 et + 50 volts.

Appareil à 5 lampes sur cadre pouvant être alimenté intégralement par le secteur alternatif, par Ugo Guerra.

Lampes haute fréquence à cathode chauffée indirectement (4 volts), basse fréquence à chauffage direct (0.6 volt).

.*.*

PORTUGAL

RADIO SCIENCIA. — Lisbonne (2° série de « T.S.F. em Portugal ») Année 6 n° 2. Juin.

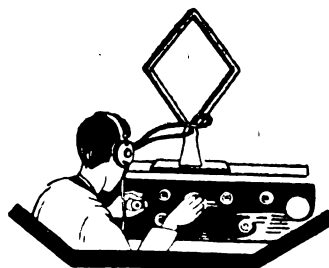
L'adaptateur « Excelsior ».

Etage haute fréquence par lampe à écran pouvant se placer devant un récepteur quelconque. Accord direct. La plaque de cette lampe est reliée à la grille de la première lampe du poste au moyen d'un condensateur fixe de peu de valeur. Un choc placé entre la plaque et ce condensateur connecte ce circuit anodique au + 120 volts. Ecran à 60 volts. Plan de câblage réduit.

Le « Simplodino ».

Montage à ondes courtes utilisant les lampes B. F. d'un récepteur quelconque. Les bornes + et — 4 et + 40 d'une détectrice Schnell sont réunies, au moyen de fils souples, aux broches filament et plaque d'un culot de lampe démunie de son globe et de son système intérieur. Ce culot remplace la détectrice du poste habituel et fournit l'alimentation du Schnell en même temps qu'il branche le circuit de plaque et ce dernier sur la B. F. du poste.

Toutes les valeurs sont données dans l'article ainsi qu'un plan de câblage réduit.



A TRAVERS LE ROYAUME DES ONDES

Tour d'Europe radiophonique

par Alex SURCHAMP

■ ■ ■ ■ ■

BELGIQUE

LA Belgique partage avec la France le peu enviable privilège de n'avoir pas de statut radiophonique. La radiophonie, cependant, s'y est brusquement développée sous le régime de la liberté contrôlée : deux sociétés y réalisent des émissions dont les plus intéressantes sont celles de la station Radio-Belgique, qui a groupé autour d'elle la presque totalité des industriels et commerçants belges de la T. S. F. et qui, par son activité, a su conquérir en Europe une place importante.

se trouve installé le poste Marconi de un kilowatt antenne, qu'on repère aisément grâce aux pylones de 20 mètres qui sont érigés sur le toit même de l'immeuble.

L'importance sans cesse croissante de ses services a obligé Radio-Belgique à agrandir ses installations du début. Tandis que le poste proprement dit, les salles de modulation, les ateliers, le laboratoire et l'auditorium de musique restaient rue de Stassart, les services administratifs et le journal parlé émigraient en de nouveaux locaux voisins, rue du Bastion, où fut installé un auditorium réservé à la parole.

Radio-Belgique s'est toujours appliqué, dans la composition de ses programmes, à garder une haute tenue artistique, à satisfaire à la fois le grand public et l'élite. Tâche ardue, à laquelle préside avec succès un artiste de talent, organiste réputé, chef des chœurs des Concerts spirituels de Bruxelles, professeur au Conservatoire royal, M. René Teller.

Quant à la partie littéraire des émissions, elle est confiée à M. Théo Fleischman, écrivain distingué et conférencier de talent. Les meilleurs écrivains et orateurs de Belgique sont invités à parler devant le microphone. Des conférences sur des sujets très variés sont données régulièrement au cours des concerts.

Pendant un certain temps, Radio-Belgique donnait des sélections littéraires, comprenant des récitations, des lectures, accompagnées de commentaires, et aussi d'auditions d'œuvres dramatiques. C'est ainsi que furent radiodiffusées, non seulement des œuvres classiques (Racine, Corneille, Molière), mais aussi des tragédies antiques (Sophocle, Euripide), des mystères du moyen âge, le répertoire romantique, des pièces modernes : *La Paix chez soi*, M. Badin, de Courteline. Je vais m'en aller, de Tristan Bernard ; *Sainte Jeanne*, de Bernard Shaw ; *Malborough*, d'Achard ; *Les Plaisirs du hasard*, de René Benjamin, etc.

Ces sélections méritaient la grande faveur du public ; malheureusement, depuis plusieurs mois, elles ont disparu des programmes, les exigences de l'organisme chargé de percevoir les droits d'auteur en matière radiophonique ne permettant pas à Radio-Belgique de conclure un accord proportionné à ses moyens financiers.

Le service littéraire de Radio-Belgique organise fréquemment, de concert avec le service musical, de très curieuses séances : anthologie comprenant de la musique d'orchestre, du chant, des récitations et des commentaires. Enfin, et pour ajouter à l'œuvre de vulgarisation à laquelle doit s'attacher la radiophonie, il établit un programme de cours quotidiens invitant les auditeurs à suivre régulièrement des cours d'anglais, de français, d'espéranto, de sténographie, des causeries italiennes, anglaises, espagnoles, un cours d'histoire de Belgique, un autre de diction, des leçons d'histoire de l'art, d'histoire de Belgique, etc. Ajoutons que certaines parties de ce programme sont réservées à des émissions de cours, conférences et récitations données en flamand.

Le Journal Parlé. — En 1926, Radio-Belgique décida de créer une émission

STATIONS BELGES

| | Longueur d'ondes | Puissances en kilocycles | Puissances en kilowatt | Observations |
|------------------|------------------|--------------------------|------------------------|---|
| Bruxelles | 509 | 590 | 1.10 | Plan de Prague
N'ont pas été désignés par l'U. I. R. et ont adopté une longueur d'ondes de leur choix. |
| Liège | 280 | | 0.2 | |
| Gand | 275.2 | | | |
| Schoerbeek | 245.9 | | | |
| Anvers | 265.5 | | 0.100 | |

Radio-Belgique. — C'est le 23 novembre 1923 que Radio-Belge fut solennellement inauguré par M. Neujean, ministre des Chemins de fer, Postes et Télégraphes, au cours d'une cérémonie qui se déroula au milieu d'un grand concours de personnalités dans la salle des fêtes de l'Union Coloniale. C'était la septième en date des stations radiophoniques européennes.

La station nouvelle avait eu un parainage royal : quelques jours, en effet, avant l'inauguration, le roi avait longuement visité les nouvelles installations du poste, s'intéressant très vivement à ses multiples détails. En signant le Livre d'or de Radio-Belgique, le souverain félicitait chaleureusement ceux qui avaient pris l'initiative de doter la Belgique d'un poste radiophonique, se plaisant à espérer le succès de cette audacieuse et intéressante entreprise.

Cet espoir s'est réalisé. Après six ans d'existence, Radio-Belgique peut se retourner avec fierté sur le chemin parcouru : en dépit de mille difficultés, surtout dans le domaine financier, les excellentes émissions ont été régulièrement assurées, capables de satisfaire les auditeurs les plus exigeants.

Les installations du poste. — C'est à Bruxelles, rue de Stassart, dans les locaux de l'Union Coloniale, que

La technique. — Il est un fait important à noter ; c'est que, depuis sa création, Radio-Belgique n'a chômé que deux jours, et encore ces interruptions furent-elles nécessitées par un changement de longueur d'onde.

C'est un technicien remarquable, dont l'expérience et les connaissances sont particulièrement précieuses, M. Denis, qui, non seulement assure la conduite technique de la station, mais qui réalise aussi de véritables tours de force en mettant au point les multiples radiodiffusions que Radio-Belgique offre fréquemment à ses auditeurs. Ces radiodiffusions constituent un travail fort délicat, exigeant d'incessants déplacements en province, des installations hâtives, mais qui doivent néanmoins présenter toutes garanties de perfection.

Peu à peu, le service technique fut amené à perfectionner la sonorité de l'auditorium, à métamorphoser les systèmes microphoniques, de façon à obtenir de meilleurs rendements dans certaines parties de la gamme des sons, et, entre autres, à améliorer notablement les sons graves, travail d'amélioration considérable et d'autant plus absorbant qu'il s'ajoutait au labeur quotidien exigé par le fonctionnement du poste.

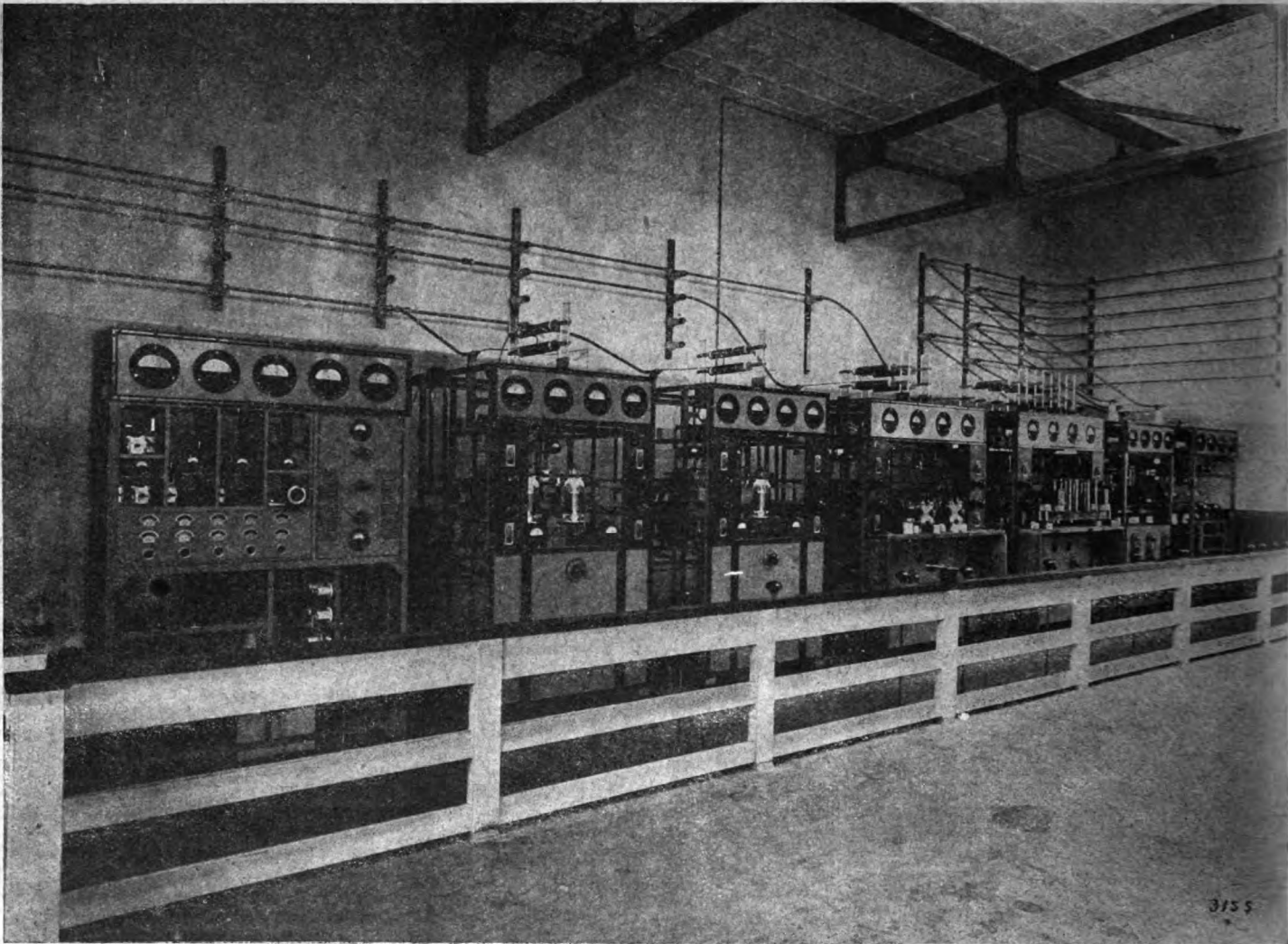
Les programmes. — Pour la musique,

originale destinée à ajouter à l'intérêt de ses programmes et à compléter ses informations. Il s'agissait d'un Journal Parlé quotidien, donnant en quarante-cinq minutes, d'une façon claire, laconique, toutes les nouvelles du monde et de la journée. C'était la formule créée en France au poste de la Tour Eiffel par Maurice Privat. Elle fut appliquée en Belgique avec le plus grand succès. Journallement, les auditeurs se plaisent, depuis trois ans, à

En trois ans, le Journal Parlé de Radio-Belgique a conquis une place prépondérante dans la presse radiophonique. Le public belge l'a accueilli avec sympathie, et c'est un succès très vif qui a récompensé ceux qui participent quotidiennement à sa rédaction : MM. Théo Fleischmann, rédacteur en chef ; André Guéry, Albert Bouckaert, Pierre Fontaine, rédacteurs ; Paul Gilson, Léon et Paul Donnay, collaborateurs réguliers.

manifestations artistiques. Un microphone est installé dans ces établissements avec les amplificateurs nécessaires, et le courant ainsi capté est envoyé dans le poste de la rue de Stasart.

Le procédé est exactement le même pour les radiodiffusions en province. Cependant, dans ce cas, certaines précautions sont indispensables et elles concernent spécialement le câble téléphonique, c'est pourquoi Radio-Bel-



Vue générale des appareils émetteurs de Huizen.

suivre la lecture des différentes rubriques de ce quotidien complet qui dispose de sources d'information personnelles, qui est organisé et fonctionne comme un journal imprimé. Ces rubriques sont : Les informations commerciales et financières, les sports, nouvelles de Belgique, comptes rendus parlementaires, etc. Critique dramatique, les Théâtres, reportages, interviews, nouvelles de l'étranger, le Calendrier du lendemain, le bulletin météorologique.

De très nombreuses personnalités belges et étrangères ont été interviewées de vive voix, devant le microphone du Journal Parlé. Ce microphone se déplace aussi parfois pour permettre à un rédacteur de faire le reportage parlé d'un événement extérieur sensationnel.

Les Radiodiffusions. — Radio-Belgique procède très fréquemment à des radiodiffusions. Non seulement ces manifestations permettent d'offrir des programmes artistiques d'un choix tout spécial, mais encore de réaliser de véritables tours de force techniques. Elles intéressent tout particulièrement le public sans-filiste qui se plaît à les suivre et à les encourager.

Les radiodiffusions peuvent se partager en trois catégories : celles qui sont faites à Bruxelles même, celles auxquelles on procède en province, et enfin les « relais » d'émissions étrangères.

En ce qui concerne les radiodiffusions prises à Bruxelles, des accords ont été faits avec l'Administration des P. T. T. afin de pouvoir relier le poste par fil aux établissements où se déroulent des

gigue a dû installer dans toute la Belgique, et sur les principaux câbles, des amplificateurs spéciaux qui, lors des radiodiffusions, sont branchés sur les câbles de l'Etat, ce qui permet de recevoir les émissions les plus lointaines sans déformation et avec une force et une netteté parfaites.

C'est avec ce système que Radio-Belgique a pu procéder à de curieux reportages parlés, comme ceux de la Course des Six Jours de Bruxelles, du Bal de Carnaval donné au Théâtre de la Monnaie, du Rallye Automobile Paris-Liège, de l'Inauguration du Palais des Beaux-Arts de Bruxelles, de la course automobile des 24 heures de Francorchamps.

Les installations faites pour Bruxelles et la province ont également permis de

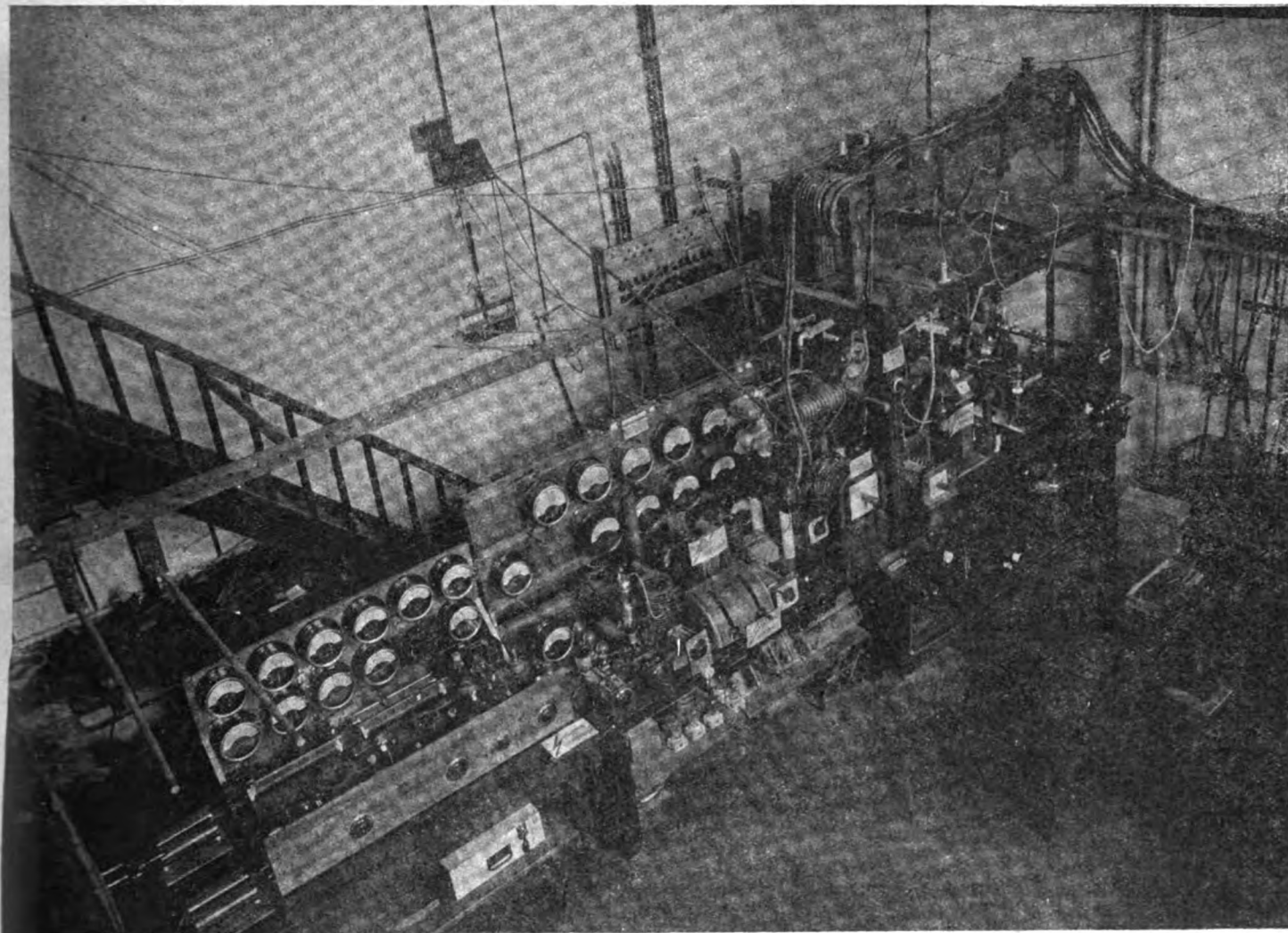
brancher les câbles internationaux étrangers, tels que ceux de Hollande, d'Angleterre, d'Allemagne, et de pousser même les relais jusqu'en Autriche.

De plus, ces installations constituent en Belgique une sorte de nœud de communications internationales radiophoniques des plus importantes, qui, l'an dernier par exemple, a rendu possible les relais suivants : Bruxelles-Londres,

la conclusion de contrats avec des revendeurs et des fabricants de lampes, lesquels consentent au poste une ristourne sur le matériel vendu.

Malheureusement, ces ressources étaient encore notablement insuffisantes pour couvrir les débours, c'est pourquoi Radio-Belgique a institué un service de publicité parlée. Publicité discrète d'ailleurs, puisqu'elle ne dépasse pas quinze

1.800 heures, 1.200 furent données dans l'auditorium, 600 furent occupées par des radiodiffusions données en 52 endroits différents, dont 24 à Bruxelles et 28 en province. 454 radiodiffusions extérieures furent faites, 290 à Bruxelles 164 en province. Il convient d'ajouter 9 essais de retransmissions internationales avec Londres, Cologne, Vienne, Hilversum et Amsterdam.



Les appareils émetteurs de PCJ station Philips d'Hilversum sur ondes très courtes.

Bruxelles - Cologne, Ostende - Londres, Londres - Cologne, Cologne - Londres, Hilversum-Bruxelles, Vienne-Bruxelles, Bruxelles-Hilversum, Ypres-Londres.

Les ressources de Radio-Belgique. — Un orchestre comptant plus de vingt musiciens, des solistes, des artistes, des journalistes, des conférenciers, un personnel technique et administratif, une installation importante, une moyenne de cinq heures d'émission quotidienne, des services d'informations de presse, les droits à payer aux auteurs, compositeurs et éditeurs de musique, les redevances syndicales... tout cela constitue de très lourdes charges pour une station.

Afin de faire face à ce budget de dépenses, budget croissant en raison directe des progrès qu'il fallait accomplir, Radio-Belgique a dû envisager la possibilité de s'assurer certaines ressources. Celles-ci ont été trouvées par

minutes pour cinq heures d'émissions ! Encore s'est-on appliqué à ne pas exagérer la quantité de cette publicité, à la présenter d'une façon intéressante, plaisante, destinée à ne pas importuner l'auditeur et à la rendre sympathique. Radio-Belgique émet la publicité parlée par brefs communiqués dans le Journal Parlé et, à 10 h. 15 du soir, à la fin du concert, dans les dernières nouvelles de presse de la soirée, au cours de certaines conférences et dans la chronique de l'actualité qui, intercalée dans le milieu du concert, constitue en quelque sorte un entr'acte.

Quelques chiffres. — Citons, pour terminer, quelques chiffres qui donneront une idée assez nette de l'activité du poste belge.

Au cours de l'exercice 1923-24, il y eut 1.145 heures d'émission. On en compte 1.800 en 1927-28. De ces

VERS LE STATUT

Malgré les incontestables résultats obtenus par Radio-Belgique — et de l'avis de tous ce poste, depuis sa création, n'a cessé de veiller tant au point de vue technique qu'au point de vue artistique, au progrès de ses émissions — le gouvernement belge n'a pas voulu laisser se développer sans mesure et sans contrôle sérieux un moyen de propagande aussi important que la T. S. F. et, en avril dernier, il a présenté à la Chambre des représentants trois projets de loi constituant un statut radiophonique, projets qui, déposés le 18 avril, ont été votés huit jours après à l'unanimité moins une voix et une abstention. Le statut nouveau devait entrer en vigueur le 1^{er} juillet dernier, mais le Sénat, invité à se prononcer, a voulu protester

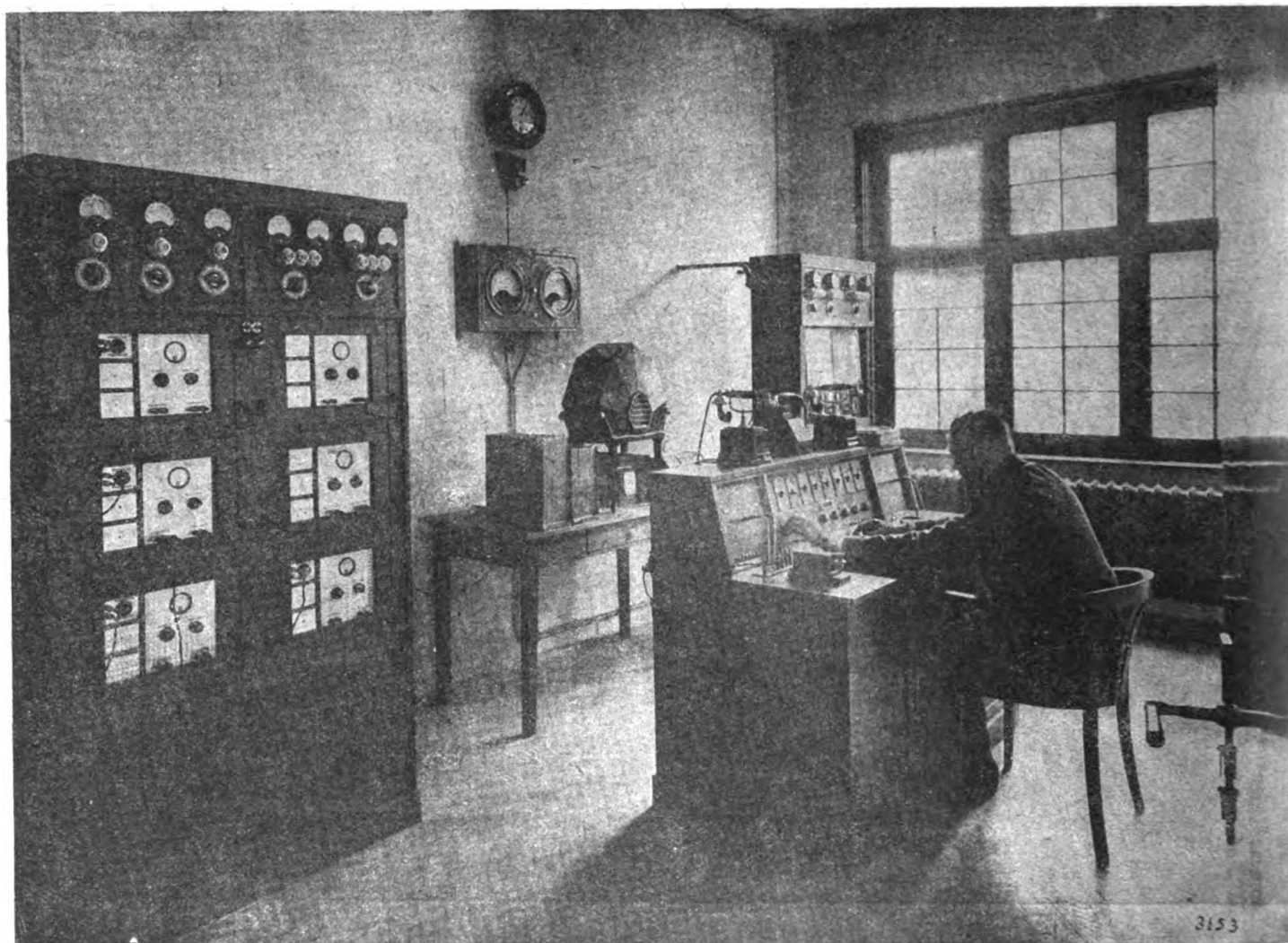
contre la volonté du gouvernement de lui faire prendre une décision en une matière si importante le dernier jour de la session et il a ajourné son vote.

Dans ce projet gouvernemental, l'exposé des motifs déclare — un peu sévèrement à notre avis, étant donné l'œuvre accomplie par Radio-Belgique — que « l'initiative privée livrée à elle-même s'est, comme dans tous les autres pays, révélée impuissante » et que « pour répondre aux légitimes besoins

seil élira dans son sein un « comité permanent » comprenant trois ou quatre membres dont le mandat aura une durée de deux ans et pourra être renouvelé. Il pourra, en outre, être constitué par le gouvernement une ou plusieurs commissions consultatives, soit pour un objet déterminé, soit en vue de questions d'ordre régional ou local.

Les ressources de l'Institut seront : 1° les 90 % des recettes fournies par la redevance annuelle prélevée par

émissions françaises, l'autre aux émissions flamandes. Il est probable également qu'une troisième longueur d'onde sera affectée aux émissions en allemand, spécialement destinées aux cantons d'Eupen et de Malmédy, rattachés à la Belgique par le traité de Versailles. Une première subvention de 1.600.000 francs était prévue dans le projet gouvernemental, dont on escomptait la mise en application le 1^{er} juillet.



Les amplificateurs de modulation de Huizen.

des amateurs, il est indispensable qu'en tous points du pays on puisse recevoir les émissions des postes nationaux à puissance suffisante au moyen d'appareils récepteurs d'un prix extrêmement modique » et que l'organisme chargé de l'exploitation du service de la radiodiffusion doit revêtir la forme d'un « établissement public ».

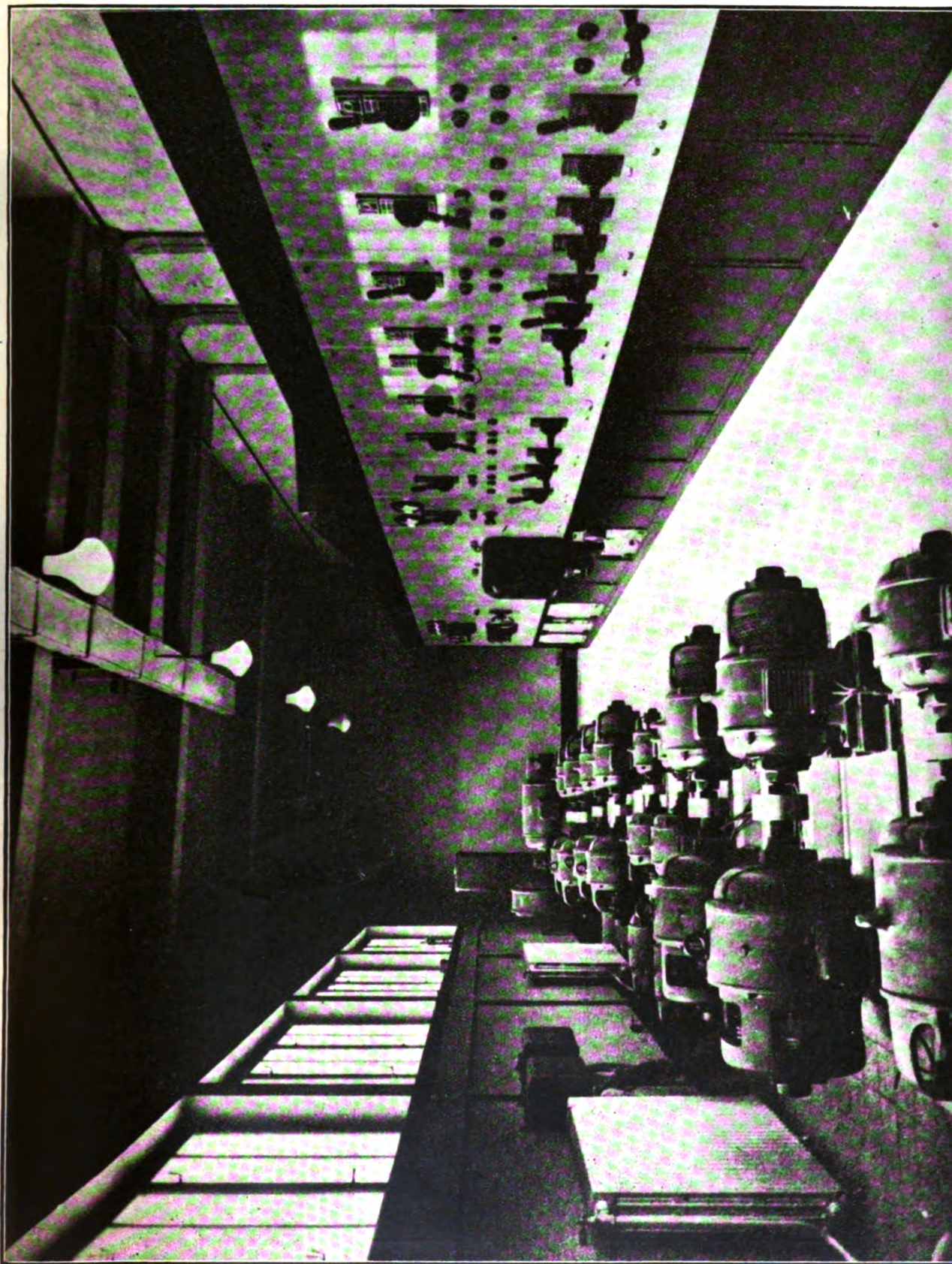
D'où la création est envisagée d'un Institut National de Radiodiffusion. Cet Institut comportera un « Conseil de gestion » présidé par le Ministre des P. T. T. et composé de dix membres nommés par le Gouvernement et révocables par lui. Quatre au moins de ces membres seront choisis en raison de leur compétence technique en matière de radiodiffusion. Le Con-

l'Etat sur les appareils récepteurs ; 2° une somme égale aux prévisions de recettes de l'impôt perçu par l'Etat sur le prix de gros des lampes, puis le montant des dons et legs, les emprunts que l'Institut pourrait contracter moyennant autorisation de l'Etat et avec sa garantie, etc. — La redevance à percevoir sur les postes récepteurs sera de 60 francs belges (soit environ 40 francs français) quelle que soit l'importance du poste, qu'il soit à lampes ou à galène. Toutefois, pour frapper plus lourdement les appareils à lampes, et ceci proportionnellement à leur importance, il sera perçu une taxe de luxe sur les lampes.

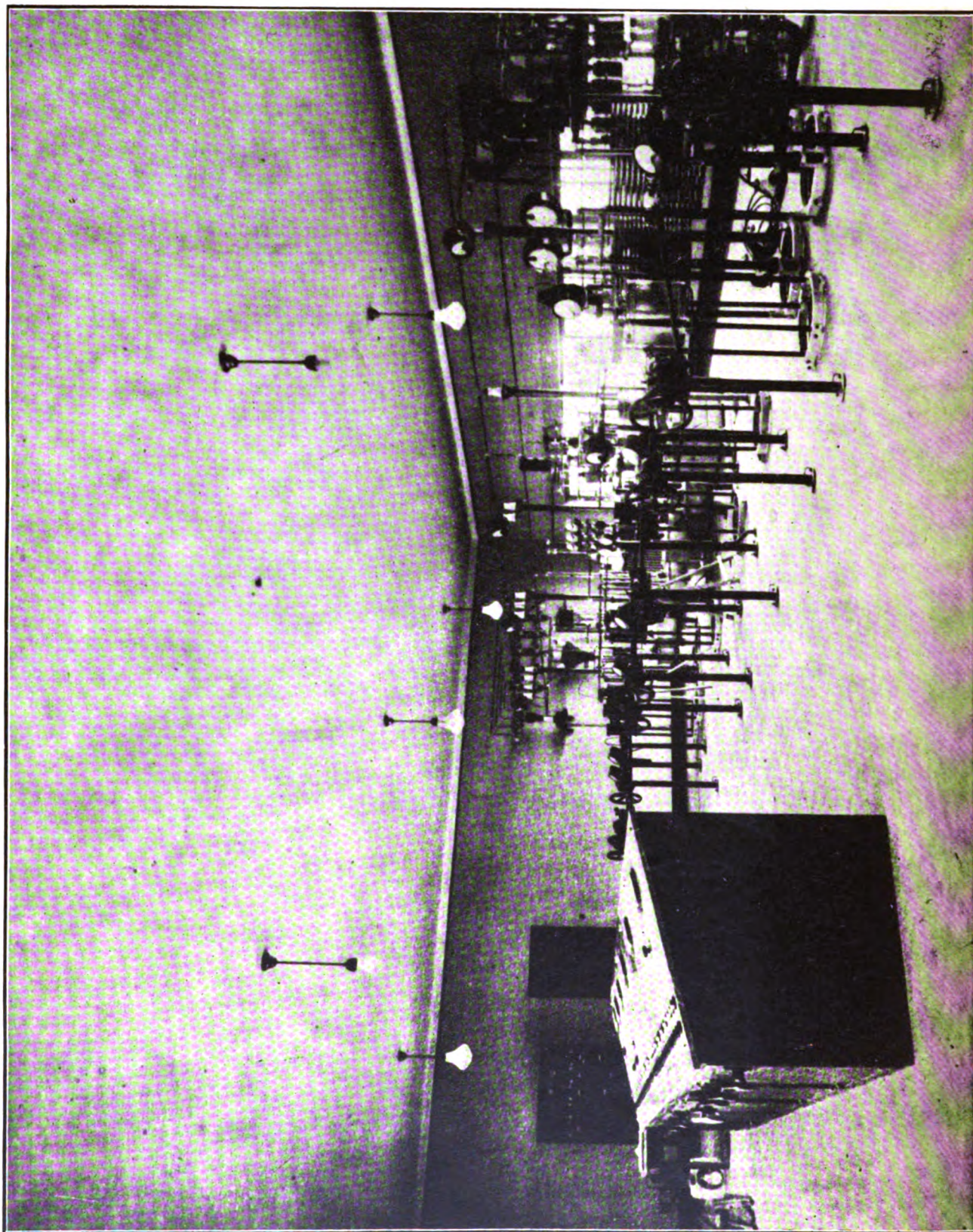
Deux longueurs d'ondes sont prévues pour les émissions : l'une servira aux

Le vote de ce statut a réuni, avon-nous dit, la quasi unanimité de la Chambre des Représentants. Dans la courte discussion qui a précédé le vote, les membres du Parlement belge se sont montrés soucieux d'éviter la « fonctionnarisation de la T. S. F. », soucieux aussi de voir établir un régime qui ne fasse pas de la T. S. F. une arme de propagande aux mains de certaines tendances, mais où, au contraire, la liberté de pensée soit sauvegardée.

Il est vraisemblable, qu'à la rentrée, le Sénat adoptera à son tour ce projet de statut, sans y apporter de grandes modifications et on espère que la nouvelle réglementation pourra entrer en vigueur le 1^{er} janvier 1930.



LA SALLE DES MOTEURS A LA STATION D'OSLO.



SALLE D'ÉMISSION DE LA STATION D'OSLO.

HOLLANDE

Encore un pays de liberté radiophonique ! Le Hollandais, en effet, est libre comme l'air, dans ses écoutes. Il peut tout entendre et ne rien payer. Ni taxe, ni redevance, ni impôt d'aucune sorte. Il lui arrive d'ailleurs de s'en plaindre, nous le verrons tout à l'heure, et cela n'est pas un des côtés les moins plaisants de l'expérience.

Les premiers pas. — L'histoire de la naissance de la radiophonie en Hollande est assez curieuse. Il y a dix ans, à un moment où la T. S. F. en était encore, si l'on peut dire, à ses premiers balbutiements, le directeur d'une petite firme radioélectrique de la Haye avait, pour se distraire, construit de toutes pièces un petit poste transmetteur. Mais comme il n'avait ni le temps, ni les moyens d'avoir à sa disposition un grand ou un petit orchestre pour effectuer ses essais, il se contenta de faire marcher un phonographe devant le micro. Le hasard voulut que ces émissions fussent entendues par des amateurs hollandais et cela en des endroits les plus éloignés de la capitale. Il n'en fallut pas davantage pour que ces amateurs, enthousiasmés par cette première musique des ondes — nous sommes en 1919, ne l'oublions pas — s'entendissent avec le « Directeur-bricoleur » pour organiser un service régulier de transmissions musicales. Un journal anglais, même, le *Daily-Mail*, s'offrit à financer de ses propres deniers l'organisation naissante et il le fit effectivement jusqu'en 1922, date de l'apparition de la première station anglaise 2. L. O.

A cette organisation sommaire, qui n'arrivait que péniblement à donner un ou deux concerts par semaine, « la Nederlandsche Seintvestellen Fabrik », une des plus grandes firmes radiophoniques hollandaises, eut l'idée de substituer une société plus solide et susceptible de plus grandes réalisations. Un studio fut installé dans l'usine même à Hilversum et des expériences nombreuses furent faites chaque semaine pour déterminer dans tout le pays la qualité et la force de réception. La N. S. F. fournissait gratuitement tout le matériel technique, cependant que se constituait une société de souscripteurs bénévoles, chargée de financer l'entreprise quant aux programmes. Un technicien réputé, M. W. Vogt, était désigné pour administrer le nouvel organisme, qui prenait ce nom de « Hilversumsche Draadloze Omroep », (H. D. O.). Les progrès furent rapides, et en quelques mois la puissance de la station d'Hilversum fut portée à 7 kilowatts. Les transmissions furent progressivement améliorées et les réceptions devinrent excellentes. Un service régulier de diffusions musicales, artistiques et théâtrales fut créé par étapes, une fois, deux fois, quatre fois par semaine, pour finir par des émissions quotidiennes. La radio hollandaise était une des premières à sortir de la période de gestation dans laquelle se débattaient encore les autres Etats d'Europe. Il n'y avait plus qu'à laisser le progrès marcher de pair avec les découvertes techniques nouvelles. Et c'est ainsi que furent successivement créées les deux stations d'Eindhoven et de Huizen, qui jouis-

sent à juste titre d'une grande réputation dans les milieux sans filistes européens.

Politique et Religion. — Chose curieuse, c'est à la politique et à la religion — deux sujets qui par ailleurs sont strictement bannis de toutes les émissions — que la radiophonie hollandaise doit le plus clair de sa rapide extension. Les groupements politiques et confessionnels ne tardèrent pas en effet à s'apercevoir du prodigieux moyen de propagande que la T. S. F. leur offrait pour la propagation de leurs idées et de leurs doctrines. Ils cherchèrent donc très vite, sinon à accaparer les postes, du moins à les utiliser le plus largement possible, demandant pour leurs émissions un nombre d'heures proportionné à leur importance numérique et morale.

C'est ainsi que se constituèrent des sociétés radiophoniques diverses : protestante (la Nederlandsche Christelyke Radio Vereniging — N. C. R. V.); ouvrière : la Vereniging arbeiders Radio (V. A. R. A.); catholique : la Katholieke Radio Omroep (K. R. O.); chrétienne : l'Algemeine Vereniging Radio Omroep (A. V. R. O.), qui se partagèrent les émissions des postes d'Hilversum et de Huizen, distribuant à tour de rôle des conférences ou des sermons, des causeries politiques ou des cérémonies religieuses, chaque société possédant son journal, ses studios et ses programmes propres.

Ce partage, comme il fallait s'y attendre, ne va pas sans difficulté. A Hilversum, par exemple, le parti socialiste, qui depuis quelques mois a recruté de nombreux adhérents nouveaux, demande avec insistance que soit augmenté en proportion le nombre des heures d'émission qui lui avait été primitivement concédé. L'A. V. R. O. proteste et elle a envoyé récemment au gouvernement une pétition revêtue de 475.000 signatures (soit 1/16 de la population totale) dans laquelle elle demande que lui soit laissée l'entière disposition de son poste et que soit bannie des émissions toute discussion ou controverse politiques.

Le Ministre des P. T. T. n'a pas eu de peine à comprendre quel danger il y avait à permettre aux entreprises privées, aux partis politiques et confessionnels, de rivaliser pour bénéficier des avantages moraux ou matériels que leur paraît devoir comporter l'exploitation de la T. S. F. Il a fait mettre à l'étude la question de l'unification des différents organismes de radiodiffusion qui fonctionnent dans le pays et un projet de loi sera déposé à cet effet sur le bureau du Parlement dès l'automne prochain.

DEUX STATIONS MODÈLES

Eindhoven (P. C. J. J.). — C'est en 1925 que les radiotechniciens avaient acquis la conviction que la radiophonie à grande puissance devait être possible en ondes courtes. C'est en 1926 que Philipps faisait à Eindhoven une série d'essais avec un émetteur de 300 watts de puissance qui travaillait sur 90 m. 56 de longueur d'onde. Un an plus tard, le 28 avril 1927, M. A. F. Philipps inaugurait l'émetteur définitif qui le mois suivant, le 14 mai, permettait au Ministre des Colonies de Hollande de transmettre un message aux colonies situées à 12.000 kilomètres au delà des mers. Par la suite, la reine Wilhelmine et la princesse Juliana vinrent adresser leurs vœux par le microphone d'Eindhoven à leurs sujets des Indes orientales et occidentales.

Ces brillants résultats devaient donner à la station d'Eindhoven une renommée mondiale. Sans doute, comme M. Philipps l'a déclaré lui-même, les premières émissions d'Eindhoven n'avaient qu'un but uniquement scientifique et plus tard, lorsque le poste fut transporté dans les environs d'Hilversum, l'installation ne fut effectuée que pour servir de modèle à la « station géante » que la fameuse « Holland-Indian-Broadcasting Company » se proposait d'ériger à quelques kilomètres de là, à Huizen.

Il n'en reste pas moins que le poste d'Eindhoven reste le prototype des futures stations coloniales installées dans la métropole.

Huizen. — Huizen est un petit village de pêcheurs, aux maisons basses, aux rues étroites, coiffé de-ci de-là par les légendaires moulins à vent et qui s'abrite comme il le peut sur les bords du Zuider-Zée. C'est en ce lieu de grisaille et de brume que les autorités hollandaises ont fait construire une station radiophonique à haute puissance qui, au dire des techniciens, est un modèle du genre. Les bâtiments, d'une architecture ultra-moderne, contrastent étrangement avec les humbles habitations des marins. Tout est installé avec les derniers perfectionnements techniques : salle des machines, salle des batteries, studios. Au centre du bâtiment se trouve une salle, dite de contrôle, d'où il est possible d'exercer une surveillance visuelle sur tous les services de la station.

L'antenne en forme de T est constituée par quatre fils de 270 mètres de longueur qui s'étendent entre deux tours d'acier hautes de 63 mètres. Un transformateur de 40 kw. permet de donner au courant une force de 12.000 volts.

STATIONS HOLLANDAISES

| | Longueur d'ondes | Puissance en kilocycles | Puissance en kilowatts |
|-------------------------|------------------|-------------------------|------------------------|
| Huizen P. | 1875. | 160. | 6.5 |
| Eindhoven | 30.20 | | 25. |
| Bloemendaal | 566. | 530. | 0.05 |
| Hilversum | 1071. | 280.1 | 6.5 |
| Scheveningen Haven..... | 1846.8 | | 2.5 |

C'est à Huizen également que s'achève la construction de la « station géante » édifiée par les soins de la « Holland-India Broadcasting Company ». Ce poste, qui est destiné à intensifier la liaison entre la Hollande et ses colonies, émettra sur une longueur d'ondes de 16 m. 88. Il sera, par sa puissance de 130 kilowatts antenne, à la tête des postes européens. Les émissions auront lieu entre 12 et 15 heures, temps pendant lequel la réception est maximum aux Indes.

Eindhoven ! Huizen ! Un petit pays comme la Hollande a réussi à avoir deux des plus modernes, sinon des meilleures stations de l'Europe. C'est un bel exemple à méditer !

DANEMARK

Jusqu'en avril 1926, la T. S. F. danoise était placée sous le triple contrôle de la presse, des sans filistes et de certaines sociétés commerciales privées. A cette date, l'Etat prit en mains l'organisation et l'administration du broadcasting. Il constitua à cet effet un conseil d'administration (Radiozaadet) de 12 membres, chargés d'assurer la gestion de l'organisation nouvelle. Deux de ces membres sont nommés par le ministre des Travaux publics, trois sont désignés par les sociétés radiophoniques, les autres appartiennent au ministère de l'Instruction publique, à la presse et à l'association des fabricants et commerçants de T. S. F. La présidence de ce Conseil d'administration a été confiée à M. Chamberlain Lerche, un membre danois du Conseil de l'U. I. R.

Le Radiozaadet est responsable de la gestion financière des différentes stations. Il a, en outre, la surveillance générale des émissions. Le côté technique est assuré par le service des Postes. Quant à la responsabilité des informations, elle reste entièrement du domaine des représentants de la presse.

La redevance annuelle que paient les sans filistes danois est de 10 kroners (65 francs environ). Un impôt spécial de 200 kroners (1.300 francs) est perçu pour les hauts parleurs installés dans les endroits publics. Pour ceux qui seraient tentés de ne pas se soumettre à cette taxe, le gouvernement a édicté des lois sévères qui prévoient des amendes très lourdes en même temps que la confiscation des appareils non déclarés.

Le Danemark, qui compte à peine 3 millions d'habitants, possède actuellement plus de 250.000 sans filistes taxés, soit une proportion de 76,42 pour mille habitants. C'est le record européen.

Les deux grandes stations émettrices du Danemark sont celles de Copenhague et de Kalundborg.

Kalundborg a une puissance de 7 k. 5. Son antenne est supportée par deux tours d'acier ayant chacune environ 340 pieds de hauteur. Quant à la station de Copenhague, bâtie en plein centre de la ville, elle ne vise guère qu'à servir les auditeurs locaux.

Les deux studios que possède le Danemark sont situés à Copenhague. L'un d'eux est utilisé pour les grandes manifestations orchestrales, l'autre sert aux causeries et aux manifestations musicales de moindre importance.

STATIONS DU DANEMARK

| | Longueur d'ondes | Puissance en kilocycles | Puissance en kilowatts |
|------------------|------------------|-------------------------|------------------------|
| Kalundborg | 1153.8 | 260. | 7.5 |
| Copenhague | 281. | 1067. | 0.75 |
| Rivang..... | 1150. | | 1. |
| Hjorring | 1225. | | 1.500 |

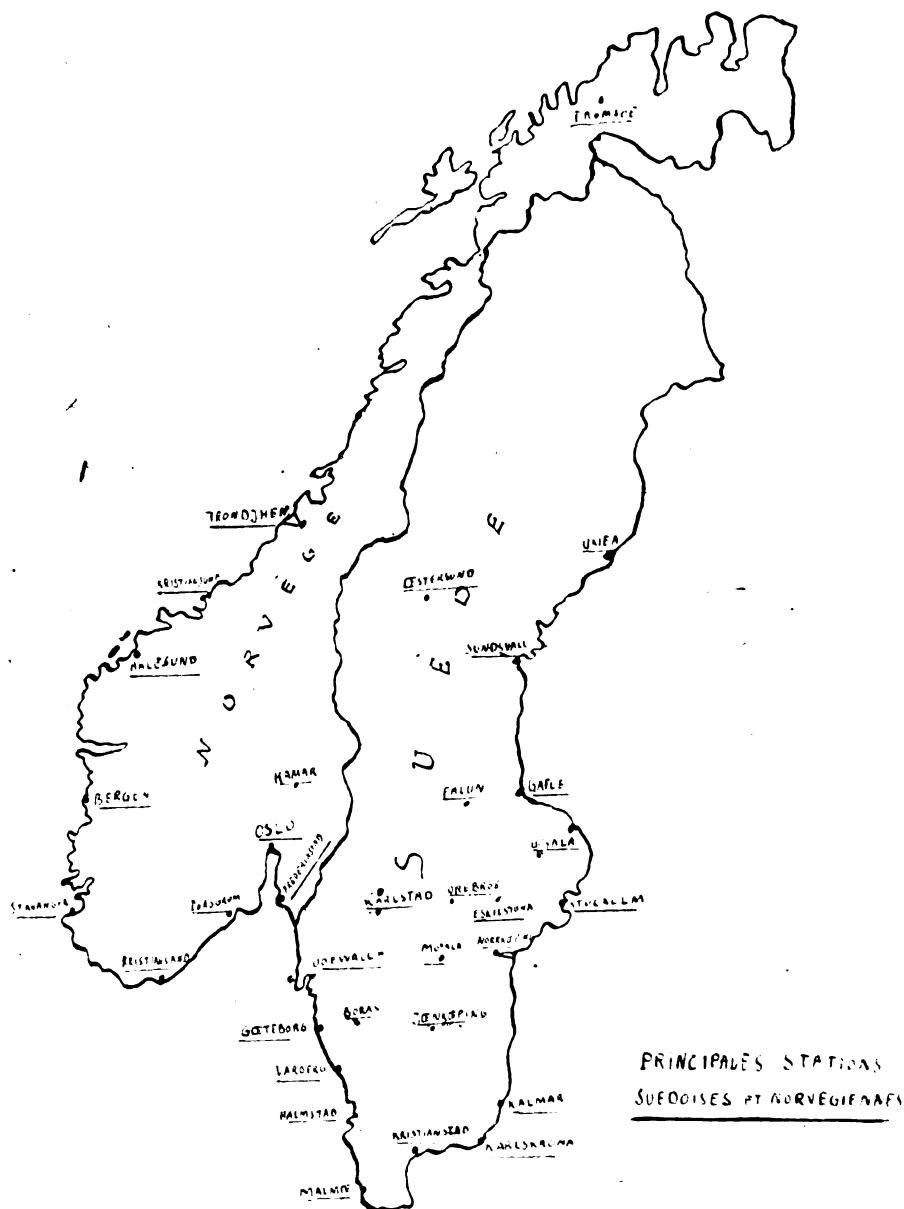
Récemment, les habitants du Jutland, qui sont au nombre de 950.000, adressèrent une pétition au Radiozaadet pour demander l'établissement dans la presqu'île d'un studio qui aurait pu être installé par eux dans la capitale, à Aarhuns. Le gouvernement n'a pas pu donner suite à cette demande, car il ne possède pas de câble suffisant pour assurer les transmissions radiophoniques entre Copenhague et Aarhuns.

NORVEGE

La radiodiffusion en Norvège est réglementée par une loi organique promulguée le 13 mars 1926. Le régime

adopté est celui du monopole d'Etat. On en donne une raison qui peut être plausible : la Norvège n'étant pas un pays industriel, les diverses sociétés privées qui auraient pu se charger de la radiodiffusion étaient presque toutes étrangères.

C'est le ministre des Travaux publics et des P. T. T. qui fixe le montant des taxes à percevoir pour l'utilisation d'appareils récepteurs. Ces taxes (elles sont en général de 20 kroners par an dans la zone des concessions des sociétés de radiophonie, 5 kroners en dehors de cette zone) sont réunies en un fond appelé : « Radiospredningsfonden » (fonds de la Radiodiffusion) qui est



STATIONS NORVÉGIENNES

| | Longueur d'ondes | Puissance en kilocycles | Puissance en kilowatts |
|-------------------|------------------|-------------------------|------------------------|
| Trondjhem | 1072. | 280. | 1.2 |
| Oslo | 403. | 608. | 1.2 |
| Bergen | 364. | 824. | 1. |
| Stavanger | 277.80 | | 0.250 |
| Notodden | 246.3 | | 0.05 |
| Fredrikstad | 394. | 761. | 0.7 |
| Aalesund | 453. | 662. | 0.3 |
| Rjukan | 447. | 671. | 0.15 |
| Hamar | 572. | 527. | 0.7 |
| Tromsø | 453. | 662. | 0.1 |
| Porsgrum | 453. | 662. | 0.7 |

employé exclusivement au profit de la radiodiffusion. Le montant des taxes doit être tel qu'il assure la couverture de toutes les dépenses d'exploitation.

Le Conseil radiophonique comprend 9 membres : deux sont nommés directement par le ministre des Travaux publics (un juriste et un technicien). Les autres sont nommés sur la proposition du ministre de l'Instruction publique, de la commission télégraphique de la presse danoise, des organisations professionnelles de journalistes. Les auditeurs sont représentés par 3 membres. Tous les membres sont nommés pour deux ans, y compris le président et le vice-président du Conseil qui sont choisis par le ministre.

Le Conseil radiophonique qui gère les fonds de la radiodiffusion, perçoit les taxes, élabore le budget. Il est responsable « de ce que les programmes aient un caractère d'instruction et de culture encyclopédiques ».

Quant à l'exploitation technique des stations, elle est assurée par la direction générale des télégraphes.

Tout comme au Danemark, des peines sévères sont prévues pour ceux qui utiliseraient des appareils récepteurs sans acquitter la taxe : outre la confiscation de l'appareil, les auditeurs récalcitrants sont passibles d'une amende qui peut aller jusqu'à 400 couronnes (soit environ 2.750 francs).

Pour un pays de 2 millions et demi d'habitants, d'une superficie de 321.500 kilomètres carrés (dont 75 % sont complètement inhabitables), la Norvège possède 64.000 auditeurs taxés. C'est là un honnête pourcentage, si l'on tient compte de la faible densité de la population. Il est d'ailleurs assez curieux de voir la radio s'installer dans les fermes les plus isolées des districts montagneux, et bien des vieilles gens qui n'ont jamais vu un chemin de fer sont cependant ravis de posséder un appareil de T. S. F. Le grand mérite en revient à l'électricité qui est très répandue sur tout le territoire norvégien. Des usines, comme celles de Rjukan, comptent parmi les plus importantes du monde. Et dans les villages, les maisons d'habitation, même les plus sommairement meublées, comportent toujours des appareils électriques de chauffage et d'éclairage qu'envieraient beaucoup de propriétaires français. Il

était inévitable que l'appareil de T. S. F. vint compléter cet... outillage moderne.

La station d'Oslo. — La plus importante des entreprises norvégiennes de radiodiffusion est la société Kringkastingsselskapet, qui administre six stations dont celle d'Oslo. Son directeur est M. Wilhelm Tredt. Le Comité de direction comprend 8 membres, dont

deux sont des représentants d'Etat. Le district de concession de la Kringkastingsselskapet s'étend à 150 kilomètres autour d'Oslo, et il compte à lui seul 47.879 sans filistes taxés.

La station d'Oslo date d'avril 1925. Pour la partie musicale de ses programmes, elle dispose d'un orchestre de 13 personnes. Au point de vue « encyclopédique », elle diffuse des conférences, des sermons religieux, des cours de langues étrangères, des causeries agricoles, féminines et enfantines.

L'émetteur actuel d'Oslo va être prochainement transféré à Trondjhem. Il sera remplacé par un émetteur de 60 kw. de puissance-antenne, qui est déjà en place sur le plateau d'Ekeberg, à 160 mètres d'altitude, et à 6 kilomètres d'Oslo.

La nouvelle station, qui a déjà commencé ses essais, émettra sur la même longueur d'ondes que l'ancienne (493,4).

Les stations de relai de Fredrikstad, Hamar et Porsgrum, vont être transférées respectivement à Kristiansand, Stavanger et Bodø.

La zone de concession de la Kringkastingsselskapet s'étendra ainsi sur la partie méridionale de la Norvège (sauf pour les districts des sociétés de Bergen et de Aalesund) et sur la partie septentrionale dans un rayon de 75 kilomètres autour de la ville de Bodø.

STATIONS SUÉDOISES

| Indicatif | Longueur d'ondes | Puissance en kilocycles | Puissance en kilowatts |
|-------------------------------|------------------|-------------------------|------------------------|
| Motala | 1348. | 222.5 | 30. |
| Boden | 1200. | 250. | 0.6 |
| Sundswall | 542. | 554. | 0.6 |
| Stockholm | 436. | 689. | 1.60 |
| Goteborg | 322. | 932. | 0.5 |
| Falun | 322. | 932. | 0.5 |
| Horby | 257. | 1166. | 10. |
| Karlskrona S. M. S. M. | 196.7 | 1530. | 0.250 |
| Jonhopping S. M. 2. D. | 202. | 1490. | 0.500 |
| Khristineham S. M. T. Y. | 203. | 1480. | 0.250 |
| Gaufle | 204. | 1470. | 0.250 |
| Halmstadt..... S. M. S. B. | 216. | 1391. | 0.250 |
| Orebroe..... S. M. T. I. | 237. | 1265. | 0.250 |
| Karlstad | 218. | 1373. | 0.250 |
| Helsingborg S. M. Y. E. | 231. | 1301. | 0.250 |
| Boras..... S. M. B. Y. | 231. | 1301. | 0.250 |
| Eskituna..... S. M. U. C. | 246. | 1220. | 0.250 |
| Saffle..... S. M. T. S. | 246. | 1220. | 0.4 |
| Kalmar | 245. | 1220. | 0.250 |
| Malmoe | 231. | 1301. | 0.6 |
| Norrkoeping..... S. M. V. V. | 275.20 | 1090. | 0.250 |
| Uddevalla..... S. M. 2. P. | 283. | 1058. | 0.05 |
| Varberg | 283. | 1058. | 0.30 |
| Upsala | 453. | 662. | 0.15 |
| Ostersund | 770. | 389. | 0.6 |
| Karlsborg S. A. J. | 1376. | | 5. |
| Kiruna | 246. | 1220. | 0.4 |
| Malmberget..... | 436. | 689. | 0.25 |
| Umea | 231. | 1301. | 0.2 |
| Trollhattan..... | 281. | 1068. | 0.25 |

SUÈDE

La Suède a une superficie de 447.862 kilomètres carrés, et une population de 5.522.000 habitants. Elle possède 30 stations de T. S. F. et les statistiques officielles donnent le chiffre de 380.863 sans filistes payant licence. En un an, de 1927 à 1928, le pourcentage des auditeurs taxés est passé de 54,68 à 63,47 pour 1.000 habitants.

Les raisons d'une pareille extension? Elles sont surtout d'ordre géographique. Dans ce pays aux communications difficiles, aux agglomérations éloignées les unes des autres, au climat rigoureux, la T. S. F. devait tout naturellement trouver auprès des habitants, contraints durant de longs mois d'hiver à une vie toute « intérieure », une faveur toute spéciale, tant pour les distractions qu'elle apportait que pour le contact qu'elle leur permettait de garder avec le reste du monde.

C'est l'initiative privée qui eut la charge de réaliser les premières installations radiophoniques suédoises. C'est elle qui, en 1923, organisa les premières émissions régulières, à Stockholm. En 1924, le gouvernement prépara un plan établissant un réseau de radiodiffusion constitué surtout par des stations relais d'une puissance de 1,5 kilo-

watt, s'échelonnant sur des longueurs d'onde comprises entre 300 et 600 mètres. Les stations d'ailleurs étaient exploitées par l'industrie privée.

C'est ainsi que naquirent les postes de Goeteborg, Osterson, Malmö, Boden, Kalmar, Örebro, Falun, Sundswal et Umeå. La même année, fut établi le statut de la radiodiffusion.

Le gouvernement s'engagea à construire cinq stations dont l'exploitation incombait à une société privée qui, sous le nom de « Radio Joenst », groupait des industriels, des commerçants, des radioélectriciens et des membres du Syndicat de la Presse.

Cinq stations furent confiées à la « Svenska Radioaktiebolaget för Radiojoenst » et cinq autres à divers radio-clubs.

Au total, le nombre des stations suédoises est actuellement de 30, dont 7 pour l'Etat et 23 pour les organisations privées.

Les deux principales stations sont celles de Motala et de Stockholm. Avec Motala, la Suède possède un des postes européens les plus puissants. Cette station, qui est placée à 300 kilomètres de Stockholm, sur les bords du lac Wetter, est très facilement audible dans toute l'Europe.

C'est à Stockholm que sont émis les programmes les plus intéressants, programmes qui, grâce à un réseau téléphonique qui ne comprend pas moins de 6.100 kilomètres, sont transmis aux stations relais et peuvent être ainsi facilement captés dans tout le pays.

Signalons enfin que le régime des licences fonctionne en Suède comme en Norvège. La taxe prévue est de 12 kroners.

Correspondance. — A la suite de l'article consacré dans notre dernier numéro à la radiodiffusion anglaise, le directeur de la B. B. C. qui a bien voulu qualifier cette étude d'« intéressante et sympathique revue du système anglais », nous écrit pour nous demander de mentionner les quelques rectifications suivantes, ce que nous faisons bien volontiers.

Les frais occasionnés par l'établissement des liaisons téléphoniques sont supportés non par le Post Office, mais par la B. B. C.

En cas de grève générale, le Post Office se réserve les stations, mais ne prend pas l'engagement de les faire fonctionner.

L'émetteur de S. G. B. n'a pas été construit par la Compagnie Marconi, pas plus d'ailleurs que ceux de la plupart des stations-relais.



M. Wilhelm Tredt, directeur de Radio Oslo.

CONSTRUCTION et USINAGE

La naissance d'une pile

Par R. ALINDRET

■ ■ ■ ■ ■

Les emplois de la pile sèche sont multiples, qu'il s'agisse d'alimenter en courant une sonnerie électrique, une lampe portative, un micro de téléphone ou un poste de T. S. F.

Une telle variété d'utilisation entraîne fatalement une consommation énorme de ces piles, ce qui a amené leurs fabricants à monter d'énormes usines capables d'en construire en grandes quantités.

Nos lecteurs verront ci-dessous comment est faite cette fabrication.

La pile la plus fréquemment utilisée en T. S. F. est sans contredit celle de 90 volts et l'on pourrait dire que 95 % des récepteurs ont leur tension plaque fournie par cet accessoire.

Nous allons suivre avec nos lecteurs

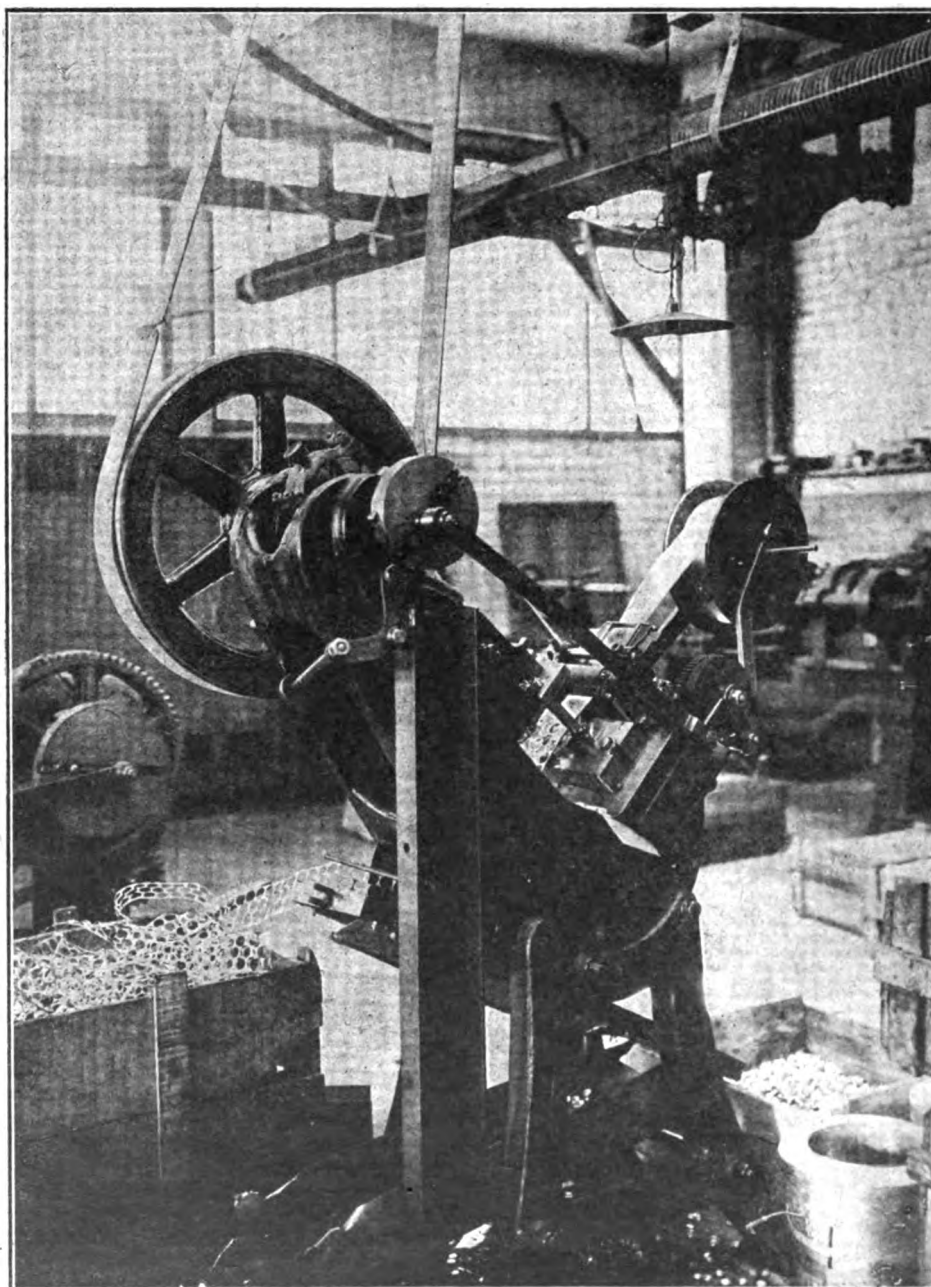


Fig. 3

Fig. 1



Fig. 2

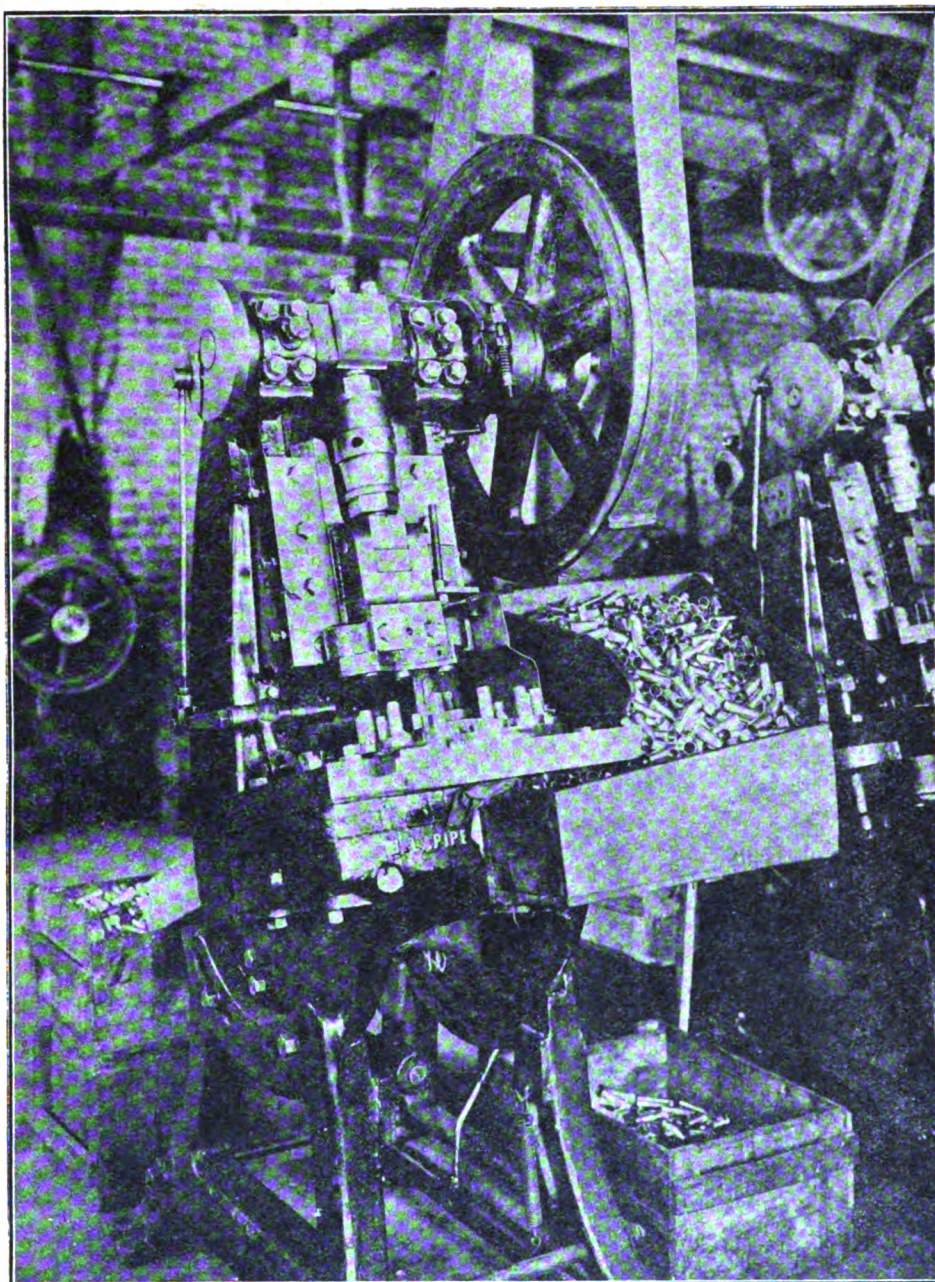


Fig. 4

les différentes phases de la fabrication industrielle d'une telle pile, puis examiner quelles sont les meilleures conditions d'emploi de cet organe d'un ensemble récepteur.

MATIÈRES PREMIÈRES

Les piles sèches sont du type Leclanché, c'est-à-dire qu'elles comportent une électrode négative en zinc, une électrode positive en charbon de

cornue et un liquide excitateur ou électrolyte qui est une solution dans l'eau d'un sel d'ammoniaque. De plus, l'électrode positive est complètement entourée dans sa partie active d'un corps dépolarisant, c'est-à-dire d'un produit détruisant au fur et à mesure qu'elles se produisent les bulles d'hydrogène qui viendraient se porter sur l'électrode de charbon et qui isoleraient cette dernière de tout contact avec l'électrolyte.

Ce dépolarisant qui, dans les anciennes piles, était du bioxyde de manganèse, est actuellement un mélange de plusieurs produits dans lequel entre du noir d'acétylène et dont la composition exacte constitue, pour chaque fabricant, un secret de fabrication, les qualités de durée de la pile dépendant en définitive des qualités dépolarisantes de ce mélange pour un débit déterminé et des dimensions déterminées d'électrodes.

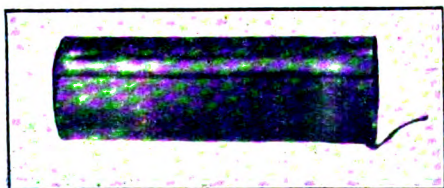


Fig. 5

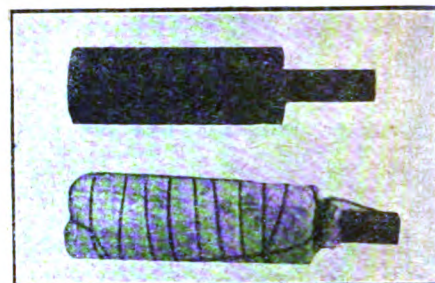


Fig. 6

Un autre secret de fabrication est la composition exacte du mélange agglutinant destiné à donner à la solution électrolytique une consistance pâteuse.

Ce mélange est obtenu par la combinaison de diverses farines et de sa composition dépend le temps que peut durer la pile, même si elle ne sert pas, car le mélange arrive à sécher au bout d'un temps plus ou moins long. C'est d'ailleurs pourquoi une pile doit toujours être achetée fraîche, c'est-à-dire lorsqu'il y a peu de temps qu'elle est sortie de l'usine.

Bien entendu, toutes les matières entrant dans la composition d'une pile doivent être d'excellente qualité et c'est pourquoi une fabrique de piles digne de ce nom dispose de laboratoires chargés d'essayer des échantillons de tous les produits utilisés. Maintenant que nous avons vu quelles étaient les matières entrant dans leur composition, nous allons nous rendre compte de la façon dont est construite une batterie de 90 volts du type 10 milliampères dans une des plus importantes usines de piles de la région parisienne.

ÉLECTRODE NÉGATIVE

On sait que pour des raisons d'encombrement, le bac d'une pile sèche est constitué par l'électrode négative elle-même.

Cette électrode est constituée de la façon suivante.

Une feuille de zinc, qui se présente sous la forme d'une longue bande, est découpée à l'aide d'une presse automatique, en petits rectangles, ayant les dimensions voulues pour constituer le cylindre représenté par la figure 1.

Ce cylindre est obtenu en enroulant sur lui-même et en agrafant à l'aide d'une seconde machine automatique, le rectangle qui avait été découpé dans la bande de zinc.

D'autre part une troisième presse, toujours automatique, découpe et emboutit les capsules représentées par la figure 2 et qui constituent le fond du vase formé par l'électrode négative.

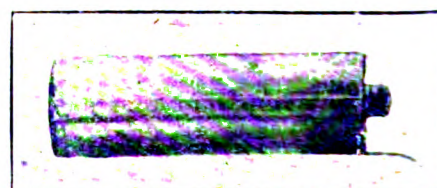


Fig. 7

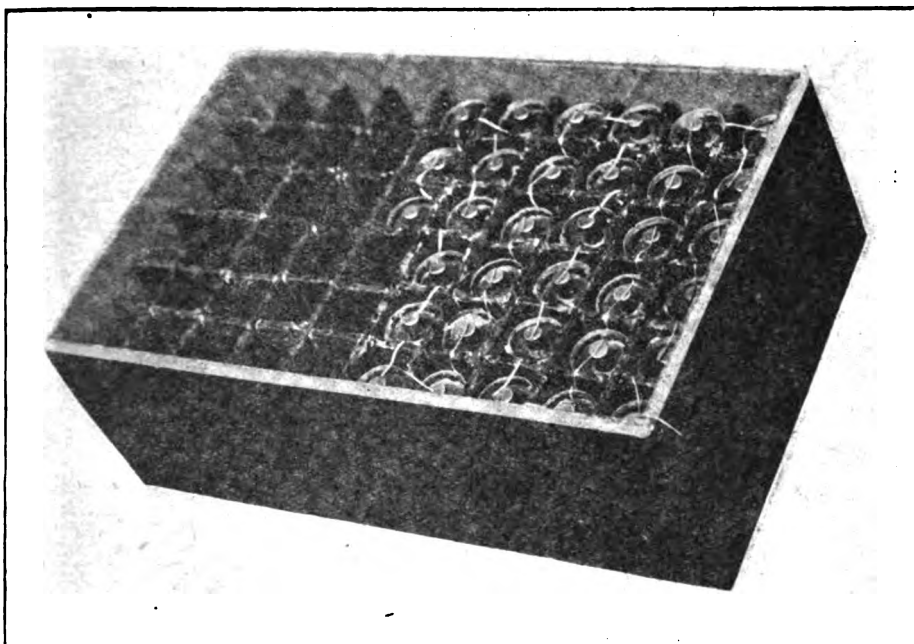


Fig. 8

tive. Ces capsules sont découpées à l'aide de la machine que nous représentons par la figure 3, puis elles sont serties sur le tube de zinc sur la presse représentée figure 4.

Ceci fait, on soude, sur le bord du vase ainsi obtenu, un petit morceau de fil qui servira à faire la liaison ultérieure avec l'électrode positive d'un autre élément et notre électrode négative est terminée. Elle se présente alors sous l'aspect de la figure 5.

ELECTRODE POSITIVE

Comme nous l'avons dit précédemment, l'électrode positive d'un élément de pile sèche est constituée par un crayon de charbon de cornue autour duquel on comprime à l'aide d'une presse spéciale le mélange dépolarisant. L'ensemble ainsi obtenu est recouvert d'une feuille d'un papier buvard spécial dont le but est d'empêcher le dépolarisant de se désagréger et d'isoler l'une de l'autre les électrodes positive et négative de la pile. Cette feuille de papier est tenue en place par une ligature en ficelle qui donne à l'armature positive l'aspect représenté par la figure 6 qui montre d'une part une électrode positive en cours de fabrication et d'autre part la même électrode terminée.

MONTAGE DE L'ÉLÉMENT

Une fois le positif terminé, on procède au trempage, opération qui a pour but de l'imprégner entièrement de solution électrolytique, puis on place ce positif dans le vase en zinc constituant l'électrode négative. Ceci fait, on procède au remplissage des éléments à l'aide d'une machine spéciale qui verse dans chacun d'eux la quantité d'électrolyte nécessaire.

Bien entendu, cet électrolyte est versé chaud et ce n'est qu'en refroidissant qu'il durcit et prend une consistance pâteuse.

Afin de mettre la surface de l'électrolyte à l'abri de la poussière, on procède alors à l'opération qui consiste à fermer le tube de zinc à l'aide d'une rondelle isolante qui obture entièrement l'élément de pile.

Il ne reste plus alors, pour terminer l'élément de pile, qu'à sertir sur l'extrémité de l'électrode positive en charbon de cornue, une petite capsule de cuivre qui constituera le pôle positif de l'élément. On obtient ainsi un ensemble représenté par la figure 7.

MONTAGE DE LA BATTERIE

Chacun des éléments dont nous venons de voir les phases de fabrication, ayant une force électromotrice de 1,5 volt, la batterie de 90 volts est constituée par la réunion en série de 60 de ces éléments qui sont branchés en reliant le pôle positif du premier au pôle négatif du second, le positif du second au négatif du troisième, etc.

Afin de rendre la pile pratique à déplacer, tous ces éléments sont réunis dans une boîte en cartonnage et séparés l'un de l'autre par des croisillons en carton.

Du parfait isolement de ces croisillons dépend la durée de la pile; c'est pourquoi, toutes les précautions possibles sont prises pour obtenir un isolement durable. A cet effet, les croisillons en carton ondulé sont découpés à l'emporte-pièce, assemblés, puis ils sont trempés dans un bain de paraffine qui les rend absolument imperméables. Ceci fait, ils sont placés dans la boîte qui est elle-même paraffinée, et l'on procède ensuite au montage des éléments en les plaçant chacun dans une des alvéoles du cartonnage et en les raccordant entre eux comme nous l'avons indiqué précédemment. Les figures 8 et 9 ci-contre représentent l'une une batterie en cours de montage, l'autre la même batterie avec tous ses éléments.

Les appareils modernes de T. S. F. exigeant différentes tensions de plaque pour le fonctionnement optimum de leurs diverses lampes, des prises sont prévues à cet effet sur la batterie, prises qui sont fixées sur une feuille de carton paraffiné, placée au-dessus des éléments ainsi qu'on peut le voir sur la figure 11 ci-contre.

La batterie est alors envoyée telle quelle au magasin et ne sortira de ce dernier que pour être livrée à la clientèle. A ce moment, on procédera à

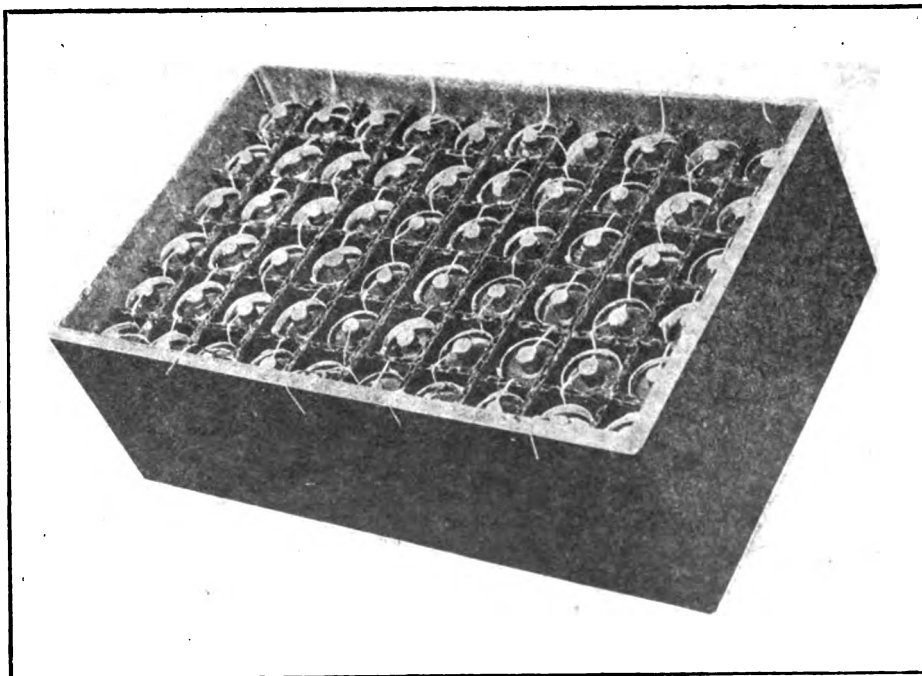


Fig. 9

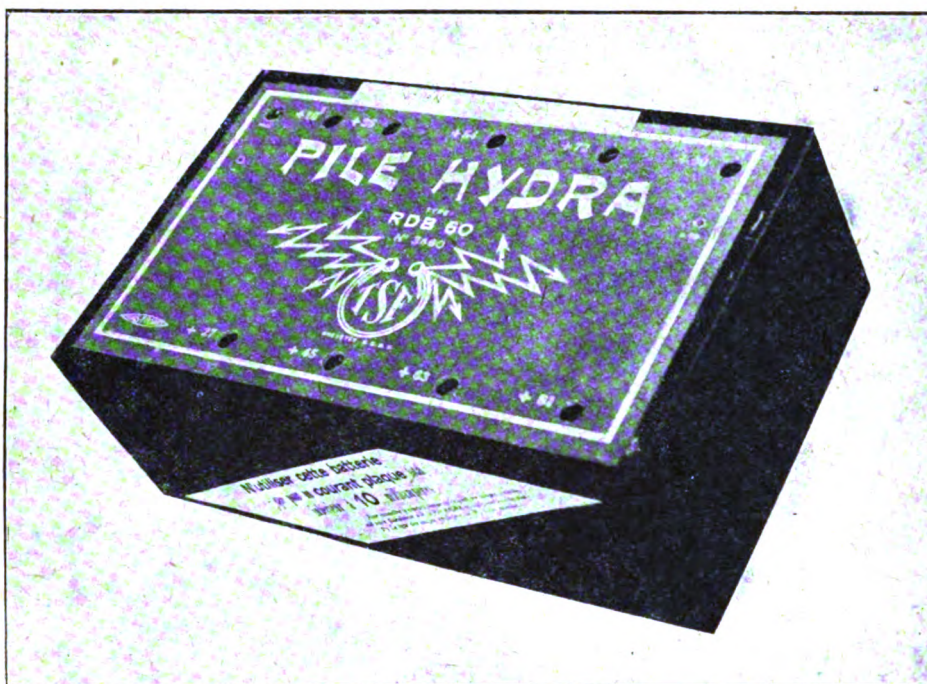


Fig. 11

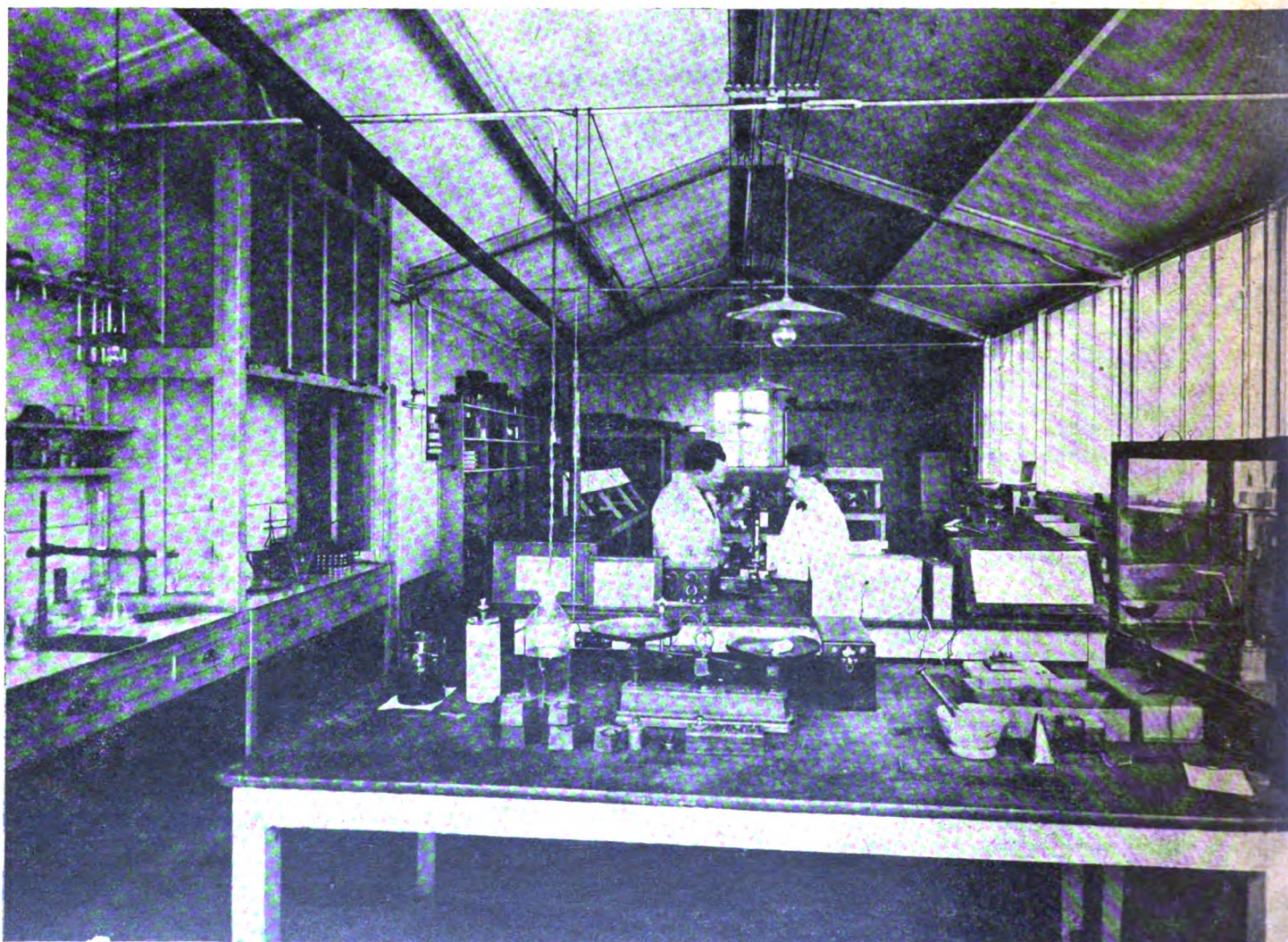
sa toilette, c'est-à-dire que l'on mettra en place son couvercle et ses étiquettes, mais seulement après un passage au laboratoire d'essais qui aura vérifié son état et qui ne la laissera partir que si les mesures effectuées sont satisfaisantes. Inutile d'ailleurs de dire que ce même laboratoire a prélevé en cours de fabrication des échantillons de la série d'éléments et a procédé sur eux à des essais de durée en débit normal.

A ce sujet, nous devons mettre nos lecteurs en garde contre un fait trop fréquent.

Ils achètent un poste comprenant des lampes d'un type déterminé et, bien entendu, le vendeur leur livre avec ce poste une batterie de piles de 90 volts, destinée à le faire fonctionner. Quelquefois, cette batterie est insuffisante pour le débit qui lui est demandé et, comme résultat, elle est « à plat » au bout de peu de temps.

Il est *indispensable*, lorsque l'on achète une telle batterie, de considérer l'intensité qui lui sera demandée par les lampes et de la choisir assez forte pour pouvoir fournir cette intensité.

Le constructeur indique d'ailleurs sur chaque batterie la limite à ne pas dépasser.



Le laboratoire d'essais.

LES BREVETS

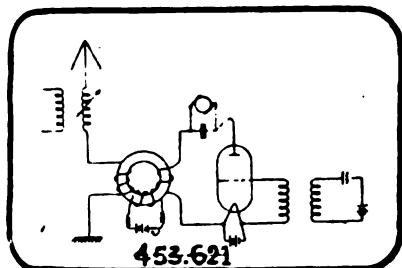
par Ch. FABER, Ingénieur E. C. P.

■ ■ ■ ■ ■

BREVETS ALLEMANDS

N° 453.621 LORENZ.

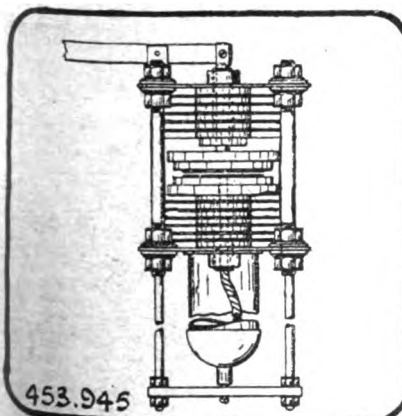
Dispositif pour la téléphonie à haute fréquence dans lequel le courant de haute fréquence est influencé par une bobine à noyau en fer alimentée directement par un tube



amplificateur; des moyens étant prévus en dehors du circuit d'anode pour amener l'aimantation de la bobine à sa valeur la plus favorable, indépendamment du courant d'anode du dernier tube

N° 453.945 FETZ.

Éclateur pour la production d'oscillations électriques de haute fréquence, avec électrode fixe refroidie à l'alcool et élec-



trode mobile refroidie par air constituée par une plaque en argent et l'électrode mobile étant formée par un anneau de cuivre.

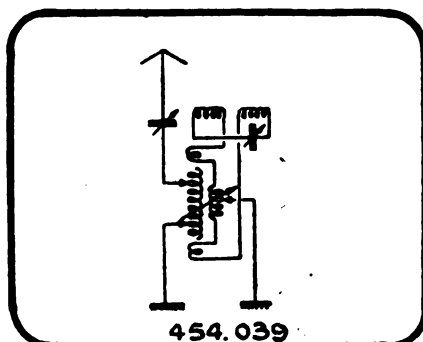
N° 454.610 KAROLUS.

Procédé de transmission d'images utilisant des cellules Kerr et caractérisé par ce fait qu'au lieu de lumière blanche on travaille avec une étroite bande spectrale ou avec une seule ligne spectrale.

N° 454.039 TELEFUNKEN GESELLSCHAFT.

Récepteur goniométrique avec antennes auxiliaires caractérisé par ce fait qu'en

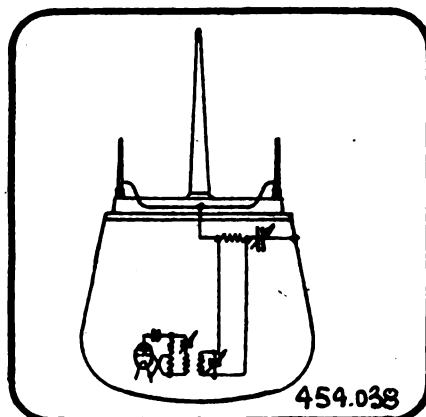
faisant tourner l'antenne de direction (cadre) on modifie automatiquement le cou-



plage entre l'antenne auxiliaire et le récepteur ou la résistance électrique de l'antenne auxiliaire.

N° 454.088] TELEFUNKEN GESELLSCHAFT.

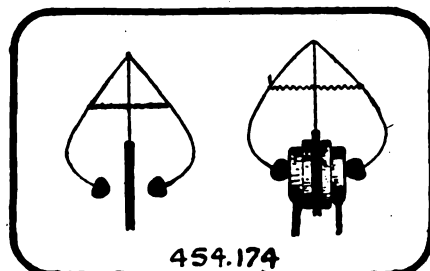
Dispositif pour l'émission des ondes courtes sur des navires métalliques, caracté-



terisé par ce fait que des deux côtés du navire on dispose une antenne et que les deux antennes sont excitées en commun.

N° 454.174 HARDTKE

Dispositif pour protéger les écouteurs contre la poussière et l'humidité pendant

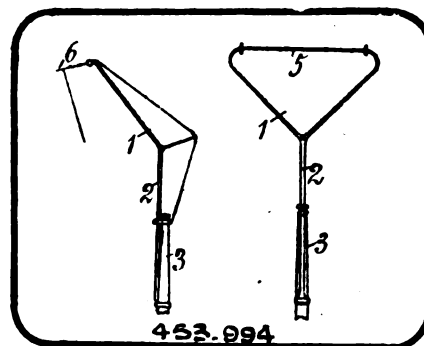


leur non-utilisation, consistant en un disque en feutre ou matière équivalente monté

dans un cadre en fil métallique qui comporte deux branches à ressort terminées par des tampons qui appliquent les deux écouteurs sur le disque de feutre.

N° 453.994 SCHIFFSWERFT MEMEL.

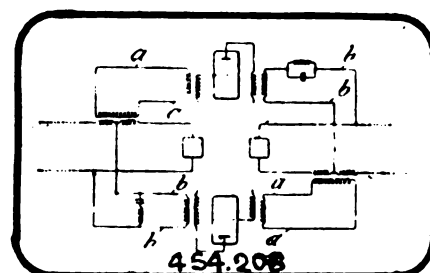
Système d'antenne, notamment pour navires, caractérisé par ce fait que pour fixer l'antenne on utilise un étrier (1)



monté par sa tige (2) sur le mât (3), la partie horizontale (5) servant à attacher le fil aérien.

N° 454.208 SIEMENS UND HALSKE.

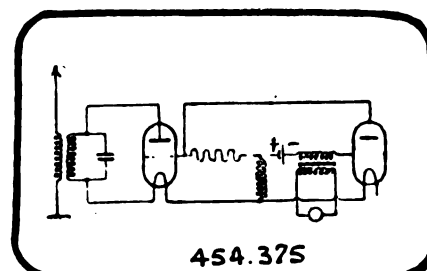
Montage de bobines avec amplificateur intermédiaire en vue de diminuer le risque de sifflements, en réduisant l'amplificateur des fréquences situées dans le champ d'os-



cillations propre des bobines par l'introduction dans les conducteurs allant aux amplificateurs, de circuits oscillants accordés sur les fréquences à affaiblir.

N° 454.375 SIEMENS UND HALSKE.

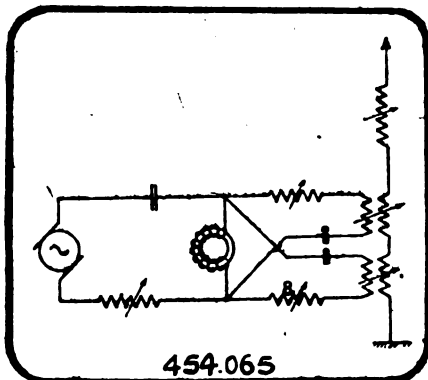
Système de modulation pour émetteurs à tubes, caractérisé par ce fait que le tube



de modulation contient dans le circuit d'anode une résistance ohmique qui se trouve en même temps dans le circuit de grille du tube émetteur.

N° 454.065 DORNIG.

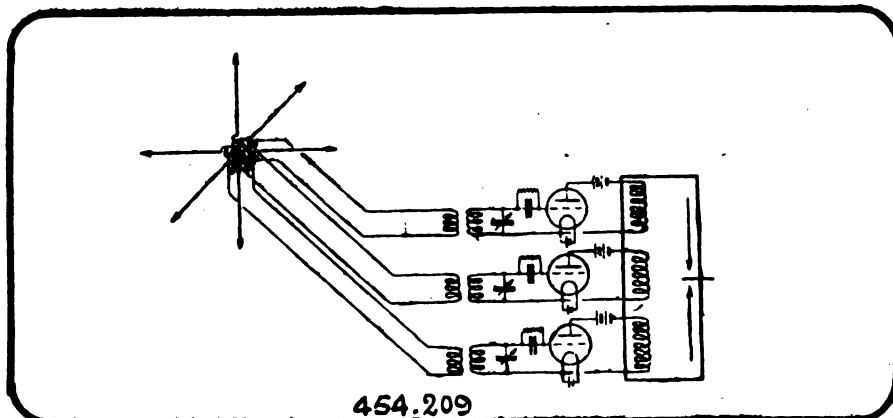
Montage pour changement de fréquence, caractérisé par ce fait qu'au changeur de fréquence on relie deux ou plusieurs cir-



cuits parallèles de la même fréquence transformée; auxquels on relie directement ou indirectement l'antenne ou le circuit d'utilisation.

N° 454.209 TELEFUNKEN GESELLSCHAFT.

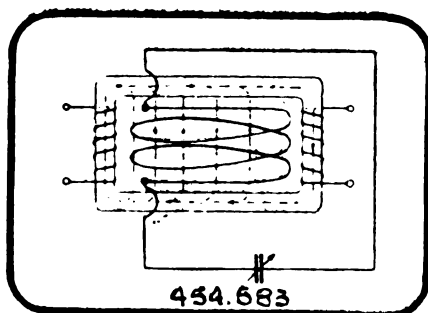
Dispositif pour la réception d'ondes électromagnétiques notamment d'ondes courtes, caractérisé par ce fait qu'on emploie trois



antennes orientées perpendiculairement les unes par rapport aux autres, les oscillations de chaque antenne étant amenées à un redresseur et les effets redressés agissant en commun sur l'indicateur.

N° 454.583 LORENZ UND SCHMIDT

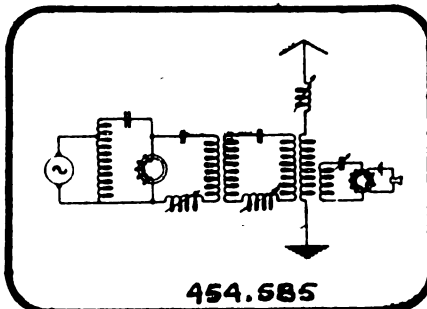
Dispositif pour supprimer les ondes supérieures des courants alternatifs, caractérisé par ce fait que les inductivités qui



térisé par ce fait que les inductivités qui transmettent l'énergie sont couplées ensemble et avec un circuit auxiliaire (amortisseur) accordé sur l'onde d'utilisation, de manière que sans circuit auxiliaire le couplage soit très lâche et devienne plus serré seulement grâce au circuit auxiliaire, la dispersion étant ainsi évitée à l'énergie de l'onde d'utilisation, tandis qu'elle est maintenue pour l'énergie de l'onde supérieure.

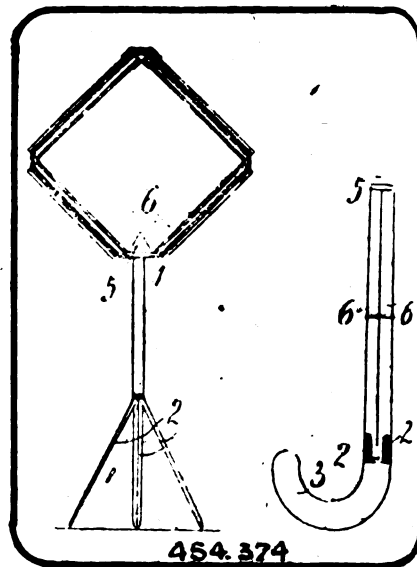
N° 454.585 LORENZ.

Montage pour installations de haute fréquence combinées avec des changeurs de fréquence saturés de courant alternatif et des transformateurs, caractérisé par ce fait que le transformateur est intercalé



dans un circuit auxiliaire spécial couplé inductivement, capacitivement ou galvaniquement avec un circuit d'utilisation (circuit d'antenne) conduisant l'énergie de haute fréquence à moduler.

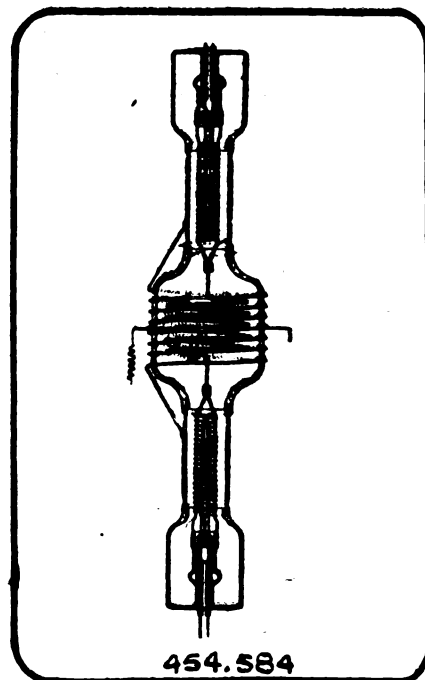
qui lorsqu'ils sont repliés forment le prolongement du tube (1) tandis qu'à l'autre extrémité du tube munie d'une pointe de canne (5) sont articulées deux gouttières de section demi-circulaire qui entourent



le tube lorsqu'elles sont repliées et sur lesquelles sont articulées deux autres gouttières qui lorsqu'elles sont repliées entourent les trois pieds de la canne et sont maintenues par la poignée (3) qui se visse sur les extrémités des pieds.

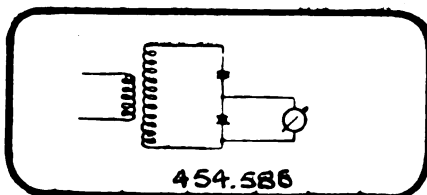
N° 454.584 WESTINGHOUSE ELECTRIC Co.

Dispositif pour la production d'oscillations électriques de très haute fréquence avec deux séries de triodes disposées dans une enveloppe commune, caractérisé par



N° 454.586 TELEFUNKEN GESELLSCHAFT.

Dispositif pour le contrôle de la fréquence d'oscillations électromagnétiques pour le réglage de tours au moyen d'un cristal



piézo-électrique, caractérisé par ce fait qu'au cristal excité par les oscillations dans sa fréquence propre est relié un redresseur, l'effet redressé agissant sur l'indicateur.

N° 454.374 VIEWEG.

Antenne-canne. A l'une des extrémités d'un tube (1) sont articulées trois pieds (2)

ce fait que les anodes forment une partie de l'enveloppe et que les deux électrodes de contrôle sont reliées ensemble par un conducteur entièrement renfermé dans l'enveloppe.

NOUVEAUTES INDUSTRIELLES

TRANSFORMATEUR B. F. TYPE « CONCERT »

Le transformateur B. F. type « Concert » établi par la Construction radioélectrique d'Asnières, représentée pour le Nord et l'Est par les Fabriques d'Appareillage et de Câbles électriques du Nord, 1 et 3, rue Sans Pavé, à Lille, est le fruit de longues recherches ; ses caractéristiques définitives n'ont été arrêtées qu'après de nombreux essais et de minutieuses comparaisons avec les meilleurs modèles existants et une centaine de transformateurs d'essai dans lesquels on avait fait successivement varier tous les paramètres de construction.

Faire un transformateur reproduisant uniformément toutes les fréquences audibles est chose difficile. Les constructeurs s'étaient, pour le concert, imposés de réaliser un tel transformateur mais avec une condition supplémentaire : celle d'un prix aussi réduit que possible qui en permette une longue diffusion. Le problème ainsi posé accumulait toutes sortes de difficultés. Il a pourtant été résolu. Mais il serait étonnant que les solutions adoptées fussent celles utilisées déjà couramment.

Tout est donc original dans ce transformateur : son circuit magnétique en tôles spéciales isolées nécessaire pour son montage une presse de 200 tonnes, la carcasse sur laquelle s'effectue le bobinage est découpée dans de la bakélite en planches et assemblée de la façon la plus ingénieuse ; tout a été prévu et conçu pour réaliser à la fois le maximum de commodité d'emploi, la meilleure qualité et la plus grande simplicité de montage. Le bobinage effectué par des machines automatiques est particulièrement surveillé. C'est aux précautions particulières prises pendant cette opération que les transformateurs « Concert » doivent de permettre aussi bien l'amplification des auditions faibles que celle des disques les plus bruyants. Dans ce cas pourtant la tension aux bornes de l'enroulement secondaire peut atteindre 50 volts ou davantage.

Nous donnons ci-dessous un cliché du transformateur « Concert » blindé qui permet de se rendre compte de sa forme ori-



ginale et moderne. Il existe en outre un modèle de transformateur, dit semi-blindé dans lequel le circuit magnétique et les pièces qui l'assemblent sont émaillés au four. Le bobinage est protégé par un tube qui le met en outre à l'abri de l'humidité. Les sorties se font sur des cosses à souder parfaitement immobilisées et repérées. Ce modèle, particulièrement destiné aux constructeurs, a déjà reçu, depuis sa présentation, le meilleur accueil.

Le transformateur « Concert » est destiné à fonctionner dans le circuit-plaque de lampes à résistance interne assez faible (7.000 à 10.000 ohms) ; on aura, naturellement, intérêt à choisir celle qui présente le facteur d'amplification le plus élevé. A ce point de vue, il faut citer tout particulièrement la lampe Philips A. 415 et les modèles équivalents des autres constructeurs. L'inductance du primaire (20 henrys dans les conditions d'emploi), le coefficient de couplage et le mode de bobinage ont été déterminés de telle sorte que l'amplification soit uniforme lorsque les lampes précitées sont utilisées. Avec une lampe de résistance plus forte les fréquences aiguës seront sacrifiées — avec une lampe de résistance plus faible, elles seront, au contraire, exagérées. La résistance de l'enroulement primaire (1000 ohms) est assez faible pour ne pas apporter de perturbations au fonctionnement de l'amplificateur. Si l'on doit utiliser un condensateur aux bornes du primaire, il est bon de le choisir aussi faible que possible ; ne pas dépasser 1/1000 μ F même avec les postes à changement de fréquence.

Signalons enfin que le transformateur « Concert », pour être pleinement apprécié, doit être monté avec des lampes fonctionnant correctement. Même dans le cas d'amplificateurs phonographiques puissants, l'avant-dernière lampe peut être du type A. 415 ou équivalent, et il est facile d'éviter qu'elle soit surchargée par un choix convenable des tensions de plaque et de grille.

Il en est autrement de la lampe de sortie. Si l'on voulait observer strictement les règles d'établissement des amplificateurs de puissance, on serait conduit, même pour des volumes de sons normaux, à l'emploi de tubes dissipant 10 à 30 watts sur la plaque et fonctionnant sous des tensions de 300 à 600 volts.

Doit-on regretter que de telles lampes ne puissent être utilisées de façon courante ? Il faut en tout cas retenir de ceci que, pour un bon résultat capable de satisfaire un auditeur difficile, une tension plaque de 150 à 160 volts n'est pas exagérée.

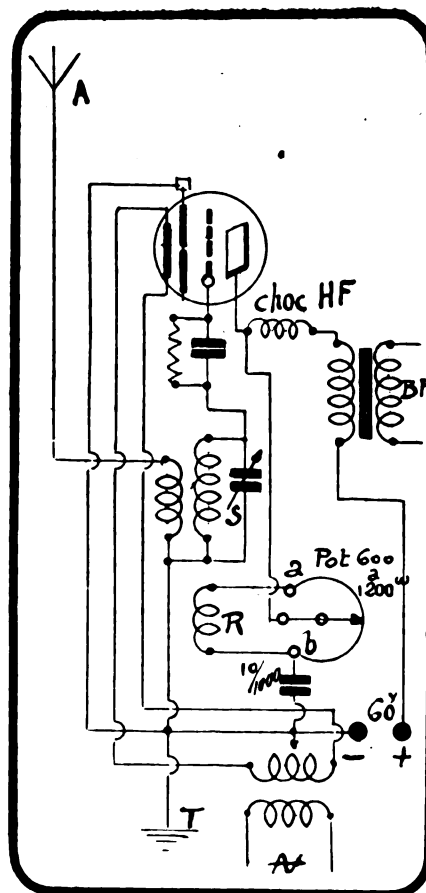
Un excellent transformateur tel le « Concert » et deux batteries de 80 volts, sont le prix auquel on peut obtenir des réceptions réellement artistiques.

SYSTÈME DE RÉACTION MAGNÉTIQUE TRÈS SOUPLE A COUPLAGE FIXE

On connaît actuellement un nombre respectable de systèmes de réaction utilisant soit la méthode du couplage électrostatique, soit celle du couplage électromagnétique, soit enfin, une association de ces deux méthodes.

La réaction est indispensable pour tirer le maximum de puissance d'un récepteur. Ce maximum, chacun le sait, se trouve un peu en dessous de la limite d'entretien des oscillations locales du poste. Dans certains montages d'amateurs par trop tassés, le poste est continuellement accroché. Dans ce cas, il est alors possible d'introduire une résistance positive variable qui permet l'équilibre du poste. C'est ce qu'on appelle la contre-réaction. Elle consiste à inverser le champ magnétique de réaction de façon à annuler les oscillations pour se maintenir à la limite d'accrochage par un dosage de ce champ magnétique inversé.

La qualité primordiale d'un système de réaction ou de contre-réaction, c'est une grande souplesse. Quand on possède un système de réaction souple, il est en effet possible d'approcher beaucoup de la va-



leur critique limite d'entretien et la sensibilité du poste s'en trouve sensiblement accrue.

En étudiant différents montages au moyen de lampes nouvelles, à chauffage indirect en alternatif, nous avons réalisé le système décrit sur la figure qui illustre cet article.

Il est d'ailleurs applicable également pour les lampes à chauffage direct en continu.

La figure représente l'application sur une détectrice à réaction à chauffage indirect E 415.

Le système peut être appliqué aussi bien sur un poste à résonance.

Il peut l'être également sur un changeur de fréquence, et dans ce cas particulier il offre un énorme avantage.

Nombre d'amateurs règlent leur réaction au moyen du classique potentiomètre qui permet de rendre les grilles des lampes M. F. plus ou moins positives. Si la méthode est simple, elle offre le gros inconvénient d'amortir considérablement les circuits M. F. et de diminuer d'autant les qualités sélectives du poste.

Avec le moyen que nous indiquons, il est possible de faire tous les retours au pôle négatif de façon à supprimer tout courant grille.

Il suffit de coupler quelques spires de R avec l'un quelconque des transformateurs M. F. pour obtenir une réaction excessivement douce et puissante.

Il faut, bien entendu, déterminer une fois pour toutes en tâtonnant et le nombre de spires et le sens du couplage.

Mais ceci est facile et rapide. La figure parle nettement pour qu'il soit inutile de s'étendre longuement.

La bobine de choc H. F. (constituée en l'occurrence par 3 galettes Ferrix de 750 tours) détourne la H. F. sur le curseur d'un potentiomètre de 500 à 1.200 ohms, dont le rôle est de doser l'admission de la H. F. dans la bobine R couplée de façon fixe avec le circuit accordé S.

Cette admission passe par toutes les valeurs intermédiaires depuis le maximum (curseur au point a) jusqu'à zéro (curseur au point b).

Le point b est réuni au filament à travers une capacité de 5/1000 à 10/1000 dont le rôle est d'éviter le court-circuit sur la tension plaque.

Dans le montage de la figure S est un nid 50 spires. R est un nid 15 spires. L'écartement des deux nids est d'environ 6 %. La manœuvre du rhéostat permet de couvrir d'une façon parfaite et avec une souplesse extraordinaire toute la zone 200/600 mètres.

Aug. VERNAY,
Chef du Service Technique
aux Usines Ferrix.

* *

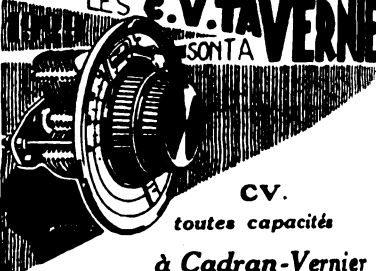
LE MONTAGE A LA MODE

Les Etablissements Ribet et Desjardins, poursuivant la série de leurs montages modernes à grand rendement, nous prient de faire savoir à nos lecteurs qu'ils viennent d'éditer la réalisation schématique grandeur nature d'un poste changeur de fréquence à quatre lampes, établi avec des pièces Unic.

Ce schéma, accompagné d'une abondante documentation est envoyé en se

référant de notre journal, contre 1 fr. 50 en timbres-poste. Ecrire aux Etablissements Ribet et Desjardins, 10, rue Violet, à Paris.

LES E. V. TAVERNE
MONTREUIL



CV.
toutes capacités
à Cadran-Vernier

donnant 1.000 points précis de lecture

Nouvelle
Démultiplication à billes
Type du Salon
EN VENTE PARTOUT

Gros exclusivement :
71^{er}, rue François-Arago
MONTREUIL (Seine)

TARIF 18, GRATUIT SUR DEMANDE



COMMISSION TECHNIQUE
DE L'UNION INTERNATIONALE DE RADIOPHONIE

CONTROLE A DISTANCE DES FRÉQUENCES DES ONDES PORTEUSES DES STATIONS D'ÉMISSION

Rapport N° 26 — Juin 1929

NOTA. — 1. Toutes les mesures figurant dans les graphiques ont été effectuées au Laboratoire de Contrôle de la Commission Technique de l'U. I. R. à Bruxelles, en partant du diapason standard à 1000 périodes.

Elles sont complétées éventuellement par les mesures effectuées au Laboratoire de Contrôle de Berlin du Telegraphen Technisches Reichsamt et au Laboratoire de Contrôle de Keston (près de Londres) de la British Broadcasting Corporation.

2. Les points d'interrogation indiquent qu'il n'a pas été possible d'identifier la station avec certitude au moment de la mesure.
3. Les valeurs sont indiquées en kilohertz (kilocycles ou kilopériodes).

Bruxelles, le 5 Juillet 1929.

Le Président de la Commission Technique

Raymond BRAILLARD.

Amateurs...

...pour correspondre avec
le MONDE ENTIER

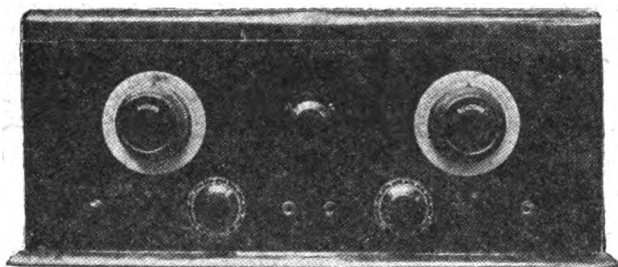
LE COMPTOIR GÉNÉRAL DE T. S. F.

Spécialiste des ondes courtes
ÉMISSION-RÉCEPTION

vous offre son

M. C. 18 bis Montage breveté
(10-130 mètres)

Le plus puissant d'Europe en ondes courtes



Comptoir Général de T.S.F.

11, Rue Cambronne, PARIS (15^e)

- FOURNISSEUR DU GOUVERNEMENT -

C'est uniquement par un

BREVET

qu'on peut protéger utilement
une Invention

Consultez

FABIER

Ingenieur des Arts et Manufactures - S.F.I.C.F.

Chef du Service des brevets du

"Q.S.T. et Radio-électricité réunis"

11^{bis} rue Blanche - Paris (9^e) - Tél. Grad. 22-79

Consultations gratuites.

30 AOUT — 8 SEPTEMBRE 1929

LA
**GRANDE EXPOSITION
ALLEMANDE
DE T.S.F.**

agrandie de nouveau en superficie et
augmentée en matériel

est le rendez-vous
**DES TECHNICIENS
DU MONDE ENTIER**



Renseignements et prospectus par les soins de l'Office des Expositions
des foires et de tourisme de la ville de Berlin

Berlin - Charlottenbourg, Königin - Elisabeth-Strasse 22

Petit... son
deviendra
grand



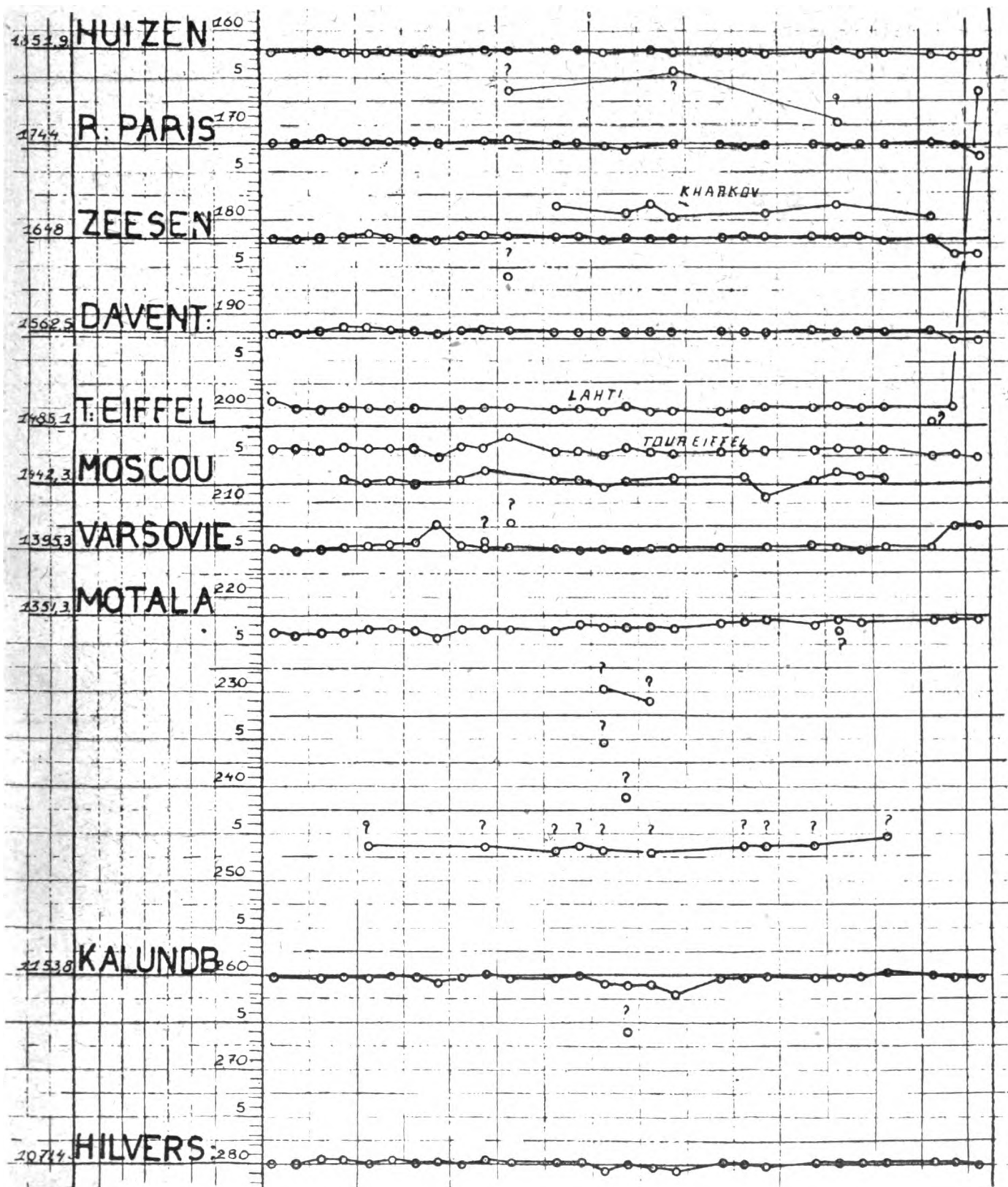
pourvu que vous utilisiez
un Transformateur B.F

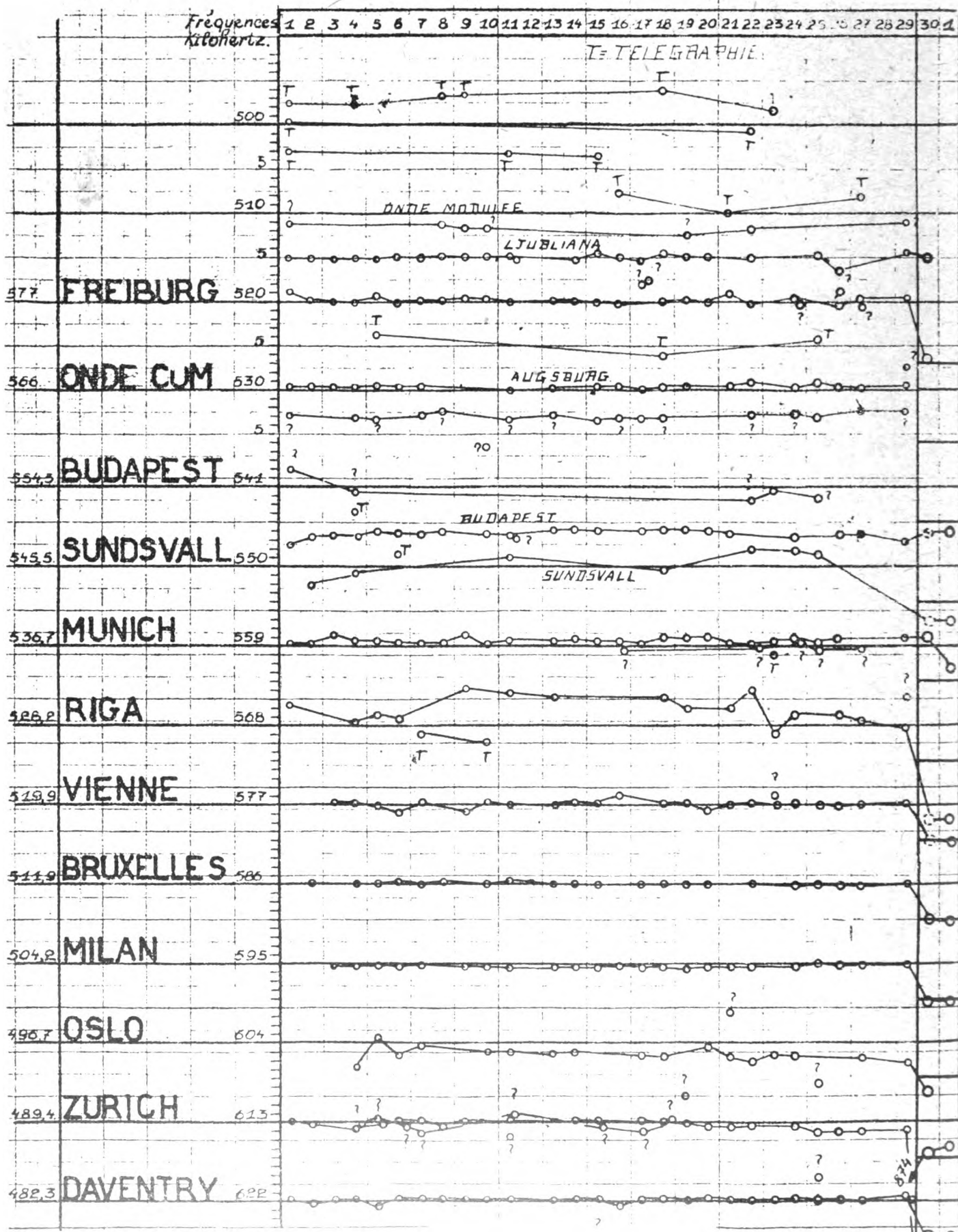


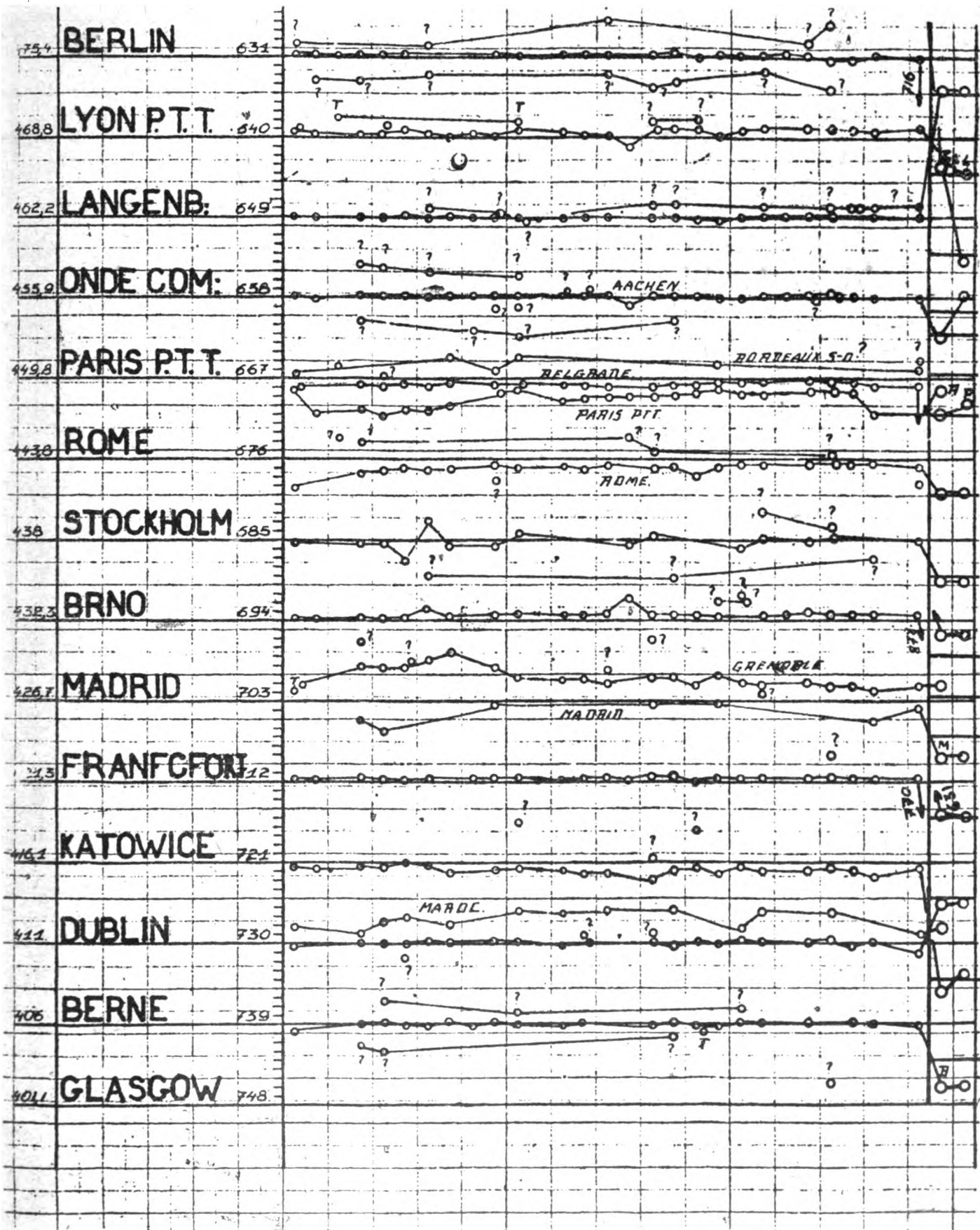
RIBET et DESJARDINS
constructeurs
10, Rue Violet, PARIS

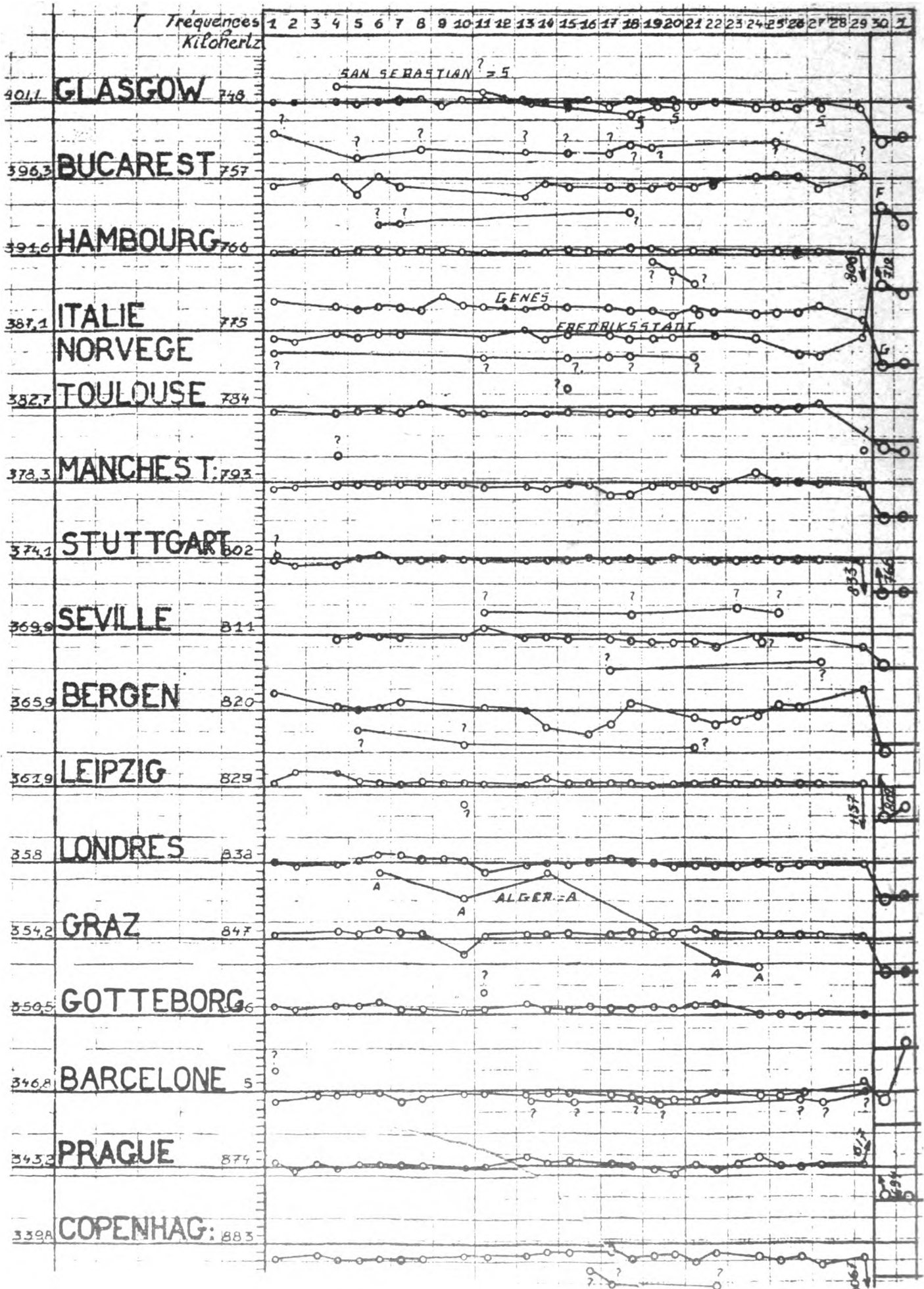
catalogue complet franco

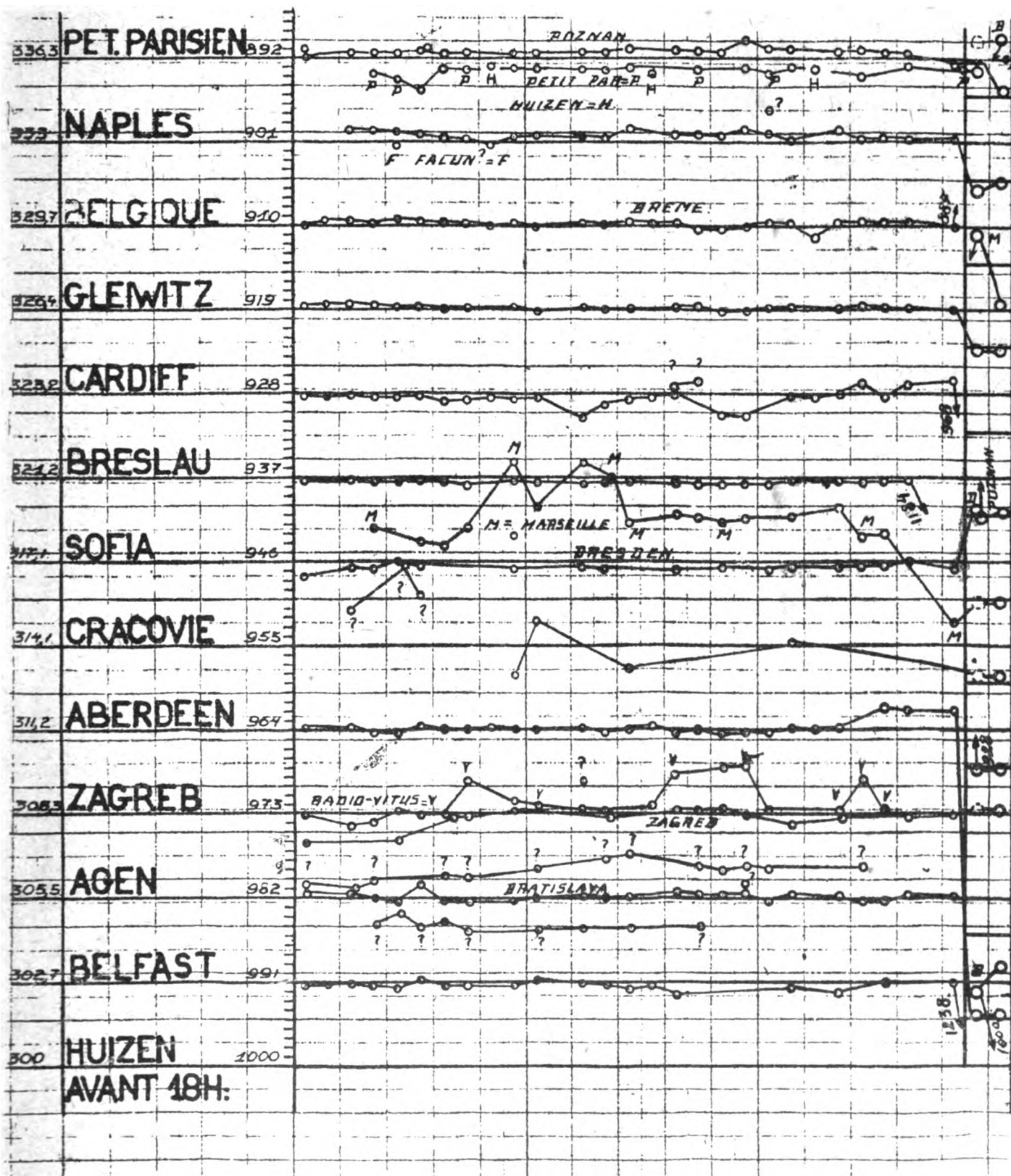
En écrivant aux Annonceurs, citez Radioélectricité et Q S T Français

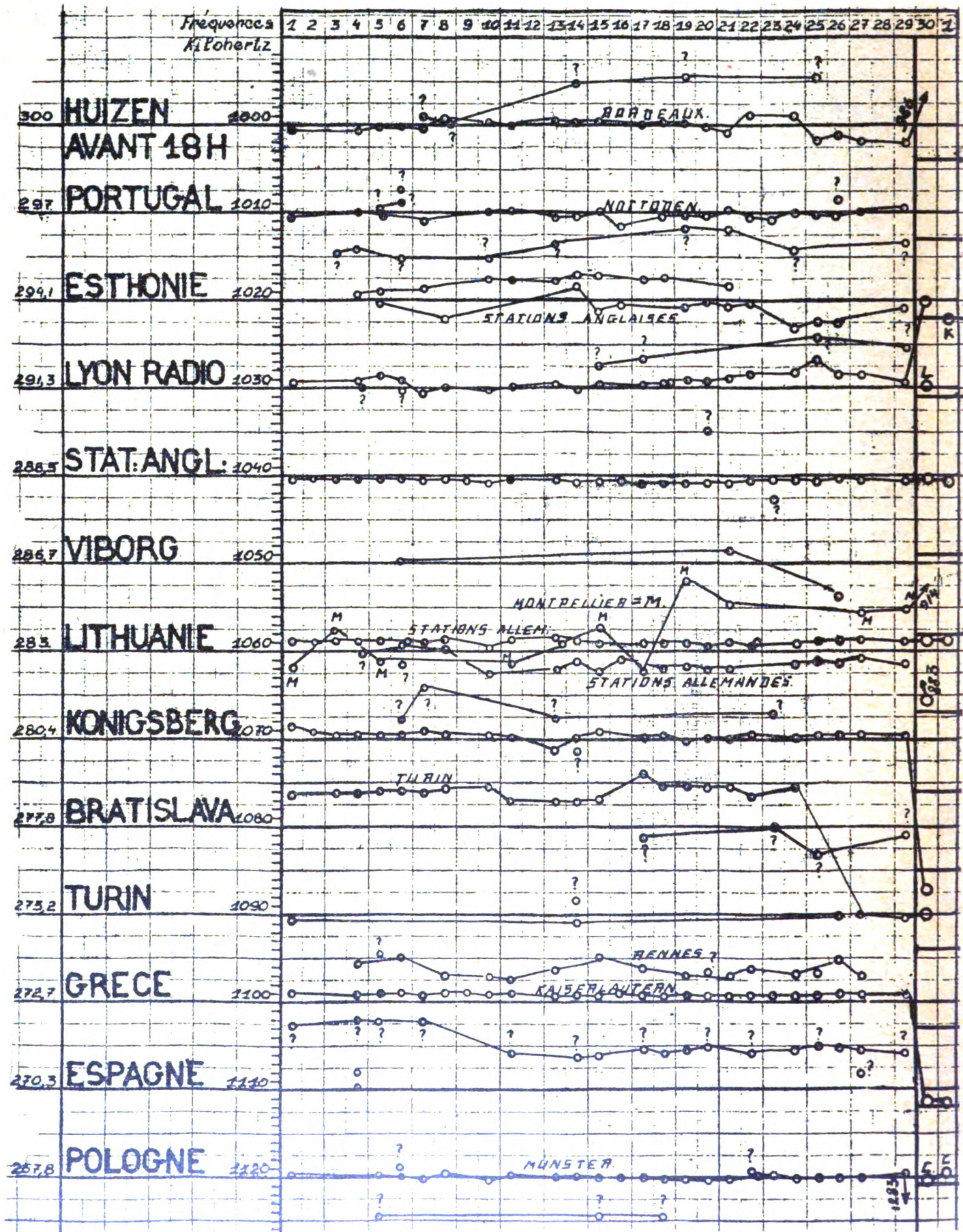


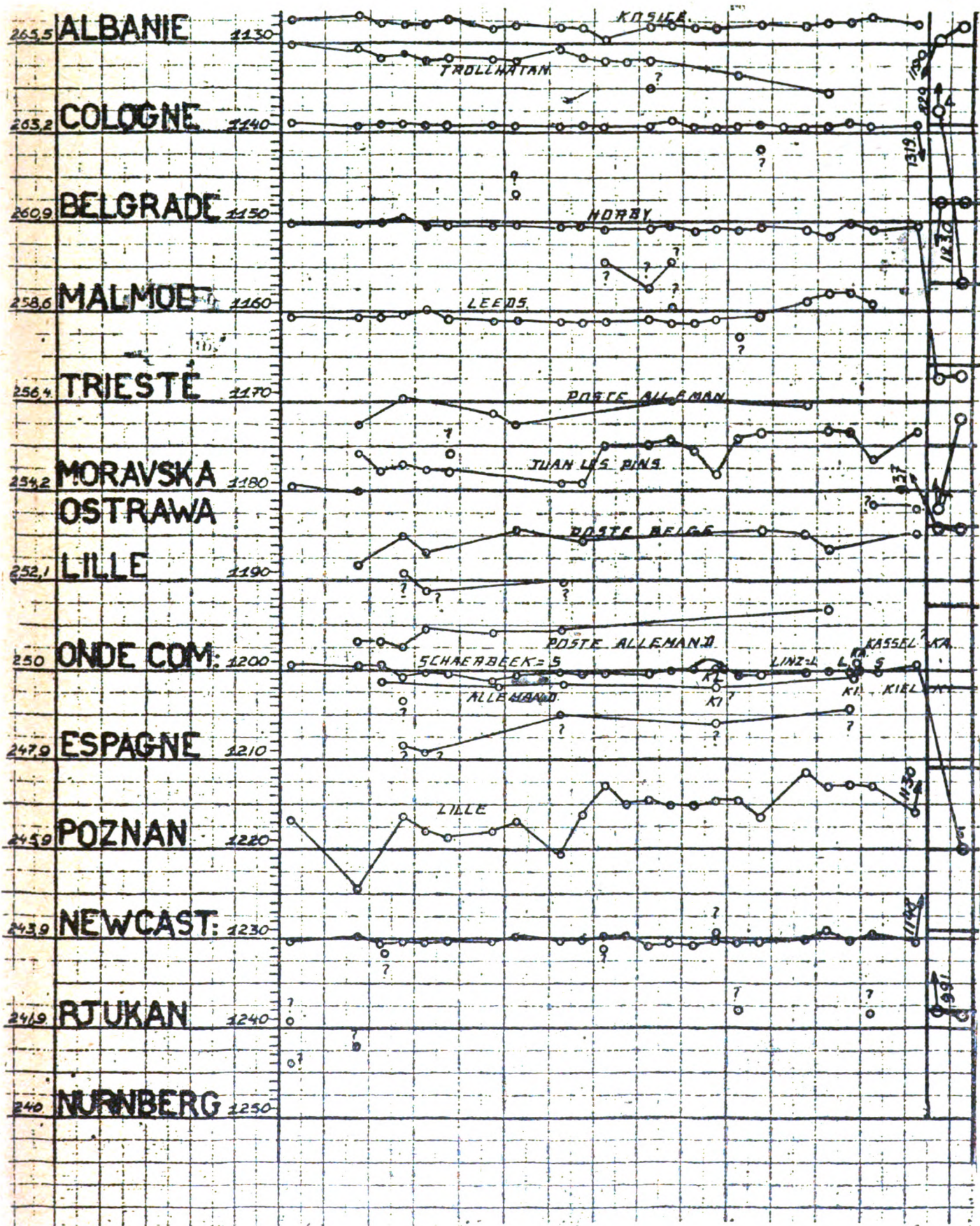


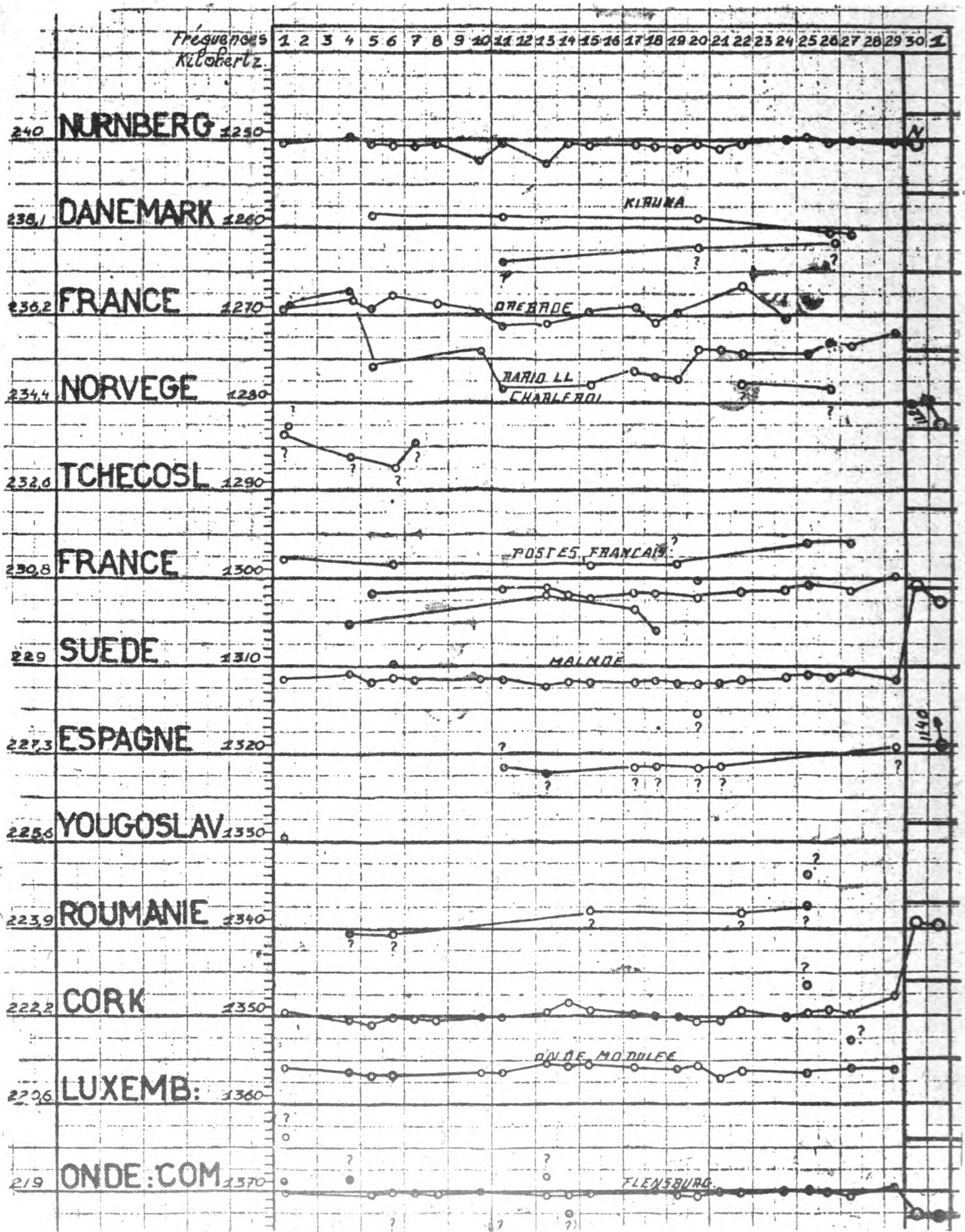


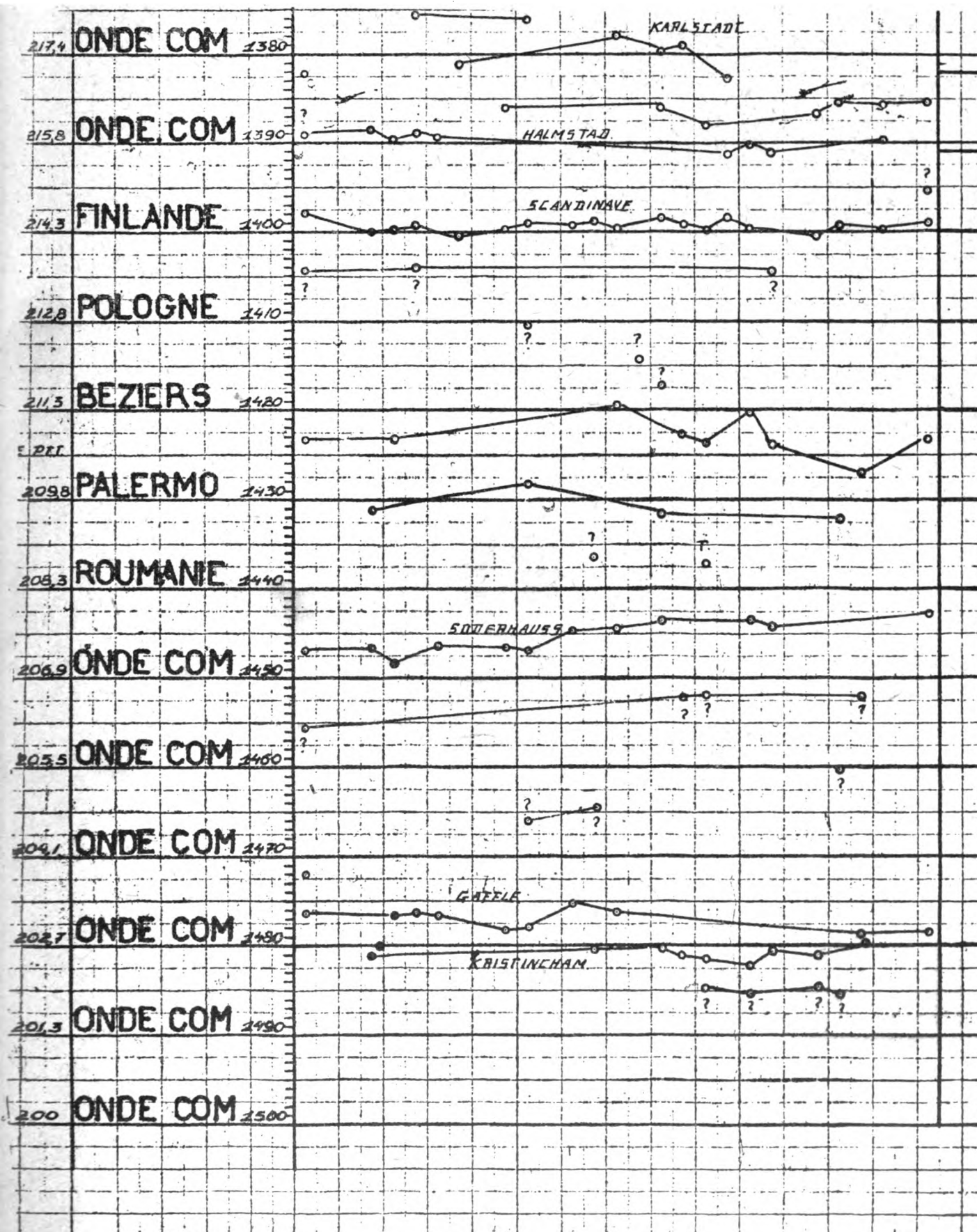












MACHINES ÉLECTRIQUES SPÉCIALES

Michel BONNIER

19, chemin Saint-Gilbert, LYON (VII^e arr^{is})
Téléphone : Vaudrey 24-09

Construction sur commande de machines
POUR TOUTES LES APPLICATIONS DE L'ÉLECTRICITÉ
Génératrices - Moteurs - Alternateurs
Transformateurs et Convertisseurs rotatifs
Puissance de 0,01 à 100 kw.

NOS SPÉCIALITÉS :

MACHINES POUR T. S. F.

Alternateurs à FRÉQUENCE MUSICALE - GÉNÉ-
RATRICES À COURANT CONTINU JUSQU'À 10.000
VOLTS - Génératrices à double circuit magnétique
(haute et basse tensions indépendamment réglables) -
Groupes convertisseurs horizontaux et verticaux -
Transformateurs statiques fixes et réglables.

MACHINES POUR LABORATOIRES ET APPLI-
CATIONS INDUSTRIELLES OU MÉDICALES
GROUPES CONVERTISSEURS UNIVERSELS POUR PLATE-FORME
D'ESSAIS ET POUR ÉTALONNAGE DE COMPTEURS - DÉCALEURS
DE PHASES - DYNAMOS-FREINS - ALTERNATEURS ET
COMMUTATRICES HORIZONTAUX ET VERTICAUX - MOTEURS
SYNCHRONES - MOTEURS DE TRACTION - MOTEURS À VITESSE
LENTE ET À TRÈS GRANDE VITESSE - RÉGULATEUR D'INDUCTION
GÉNÉRATRICE À GRANDE INTENSITÉ POUR ÉLECTROLYSE ET
ÉLECTROMÉTALLURGIE.

Toutes nos machines étant exécutées sur commande sont de construction très
soignée, de grande puissance spécifique et fournissent les plus hauts rendements

Évitez une expérience malheureuse

UN REDRESSEUR

ne doit pas être un arrangement
composé d'éléments disparates ven-
dus par des constructeurs différents

■ ■

LE TUNGAR JUNIOR

constitue un appareil complet
dont le fonctionnement
EST GARANTI

Coûte moins cher qu'un redresseur
en pièces détachées.

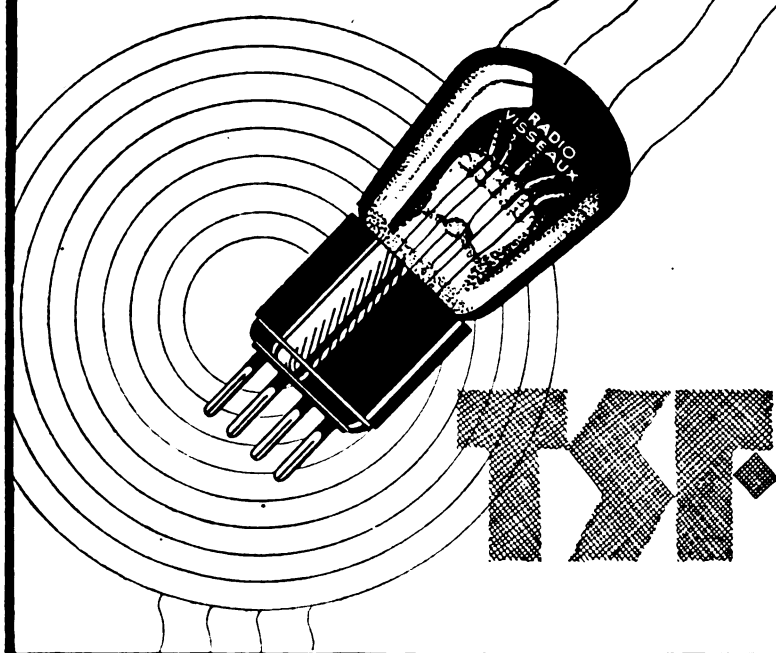
■ ■

Construit par la
SOCIÉTÉ GÉNÉRALE
DE CONSTRUCTIONS
ÉLECTRIQUES & MÉCANIQUES
(ALSTHOM)

SERVICE COMMERCIAL
173, Boulevard Haussmann - PARIS (8^e)

SERVICE des REDRESSEURS
364, Rue Lecourbe, PARIS (15^e)

LA LAMPE RADIO • VISSEAUX



**MARQUE
UN
PROGRÈS**

TSF

En écrivant aux Annonceurs, citez Radioélectricité et Q S T Français

RADIOELECTRICITE

ET



~ FRANÇAIS ~

Paraissant le 1^{er} de chaque mois

ABONNEMENTS :

France et Colonies.. .. 70 fr. par an
Étranger.. .. 100 fr. par an

DIRECTION, ADMINISTRATION, PUBLICITÉ :

53, rue Réaumur, PARIS (2^e)

TÉLÉPHONE :

Louvre 03-72

Directeur : Henry ÉTIENNE

Sommaire :

| Pages | Pages |
|--|---|
| Une causerie de Sir Fleming (Général CARTIER) 3 | La technique phonographique 41 |
| La question de l'amplification (<i>Suite et fin</i>) (P. OLINET) 5 | Recherches et essais sur les lampes de T. S. F. (<i>Suite</i>) A. KIRI-
LOFF, ingénieur radio E. S. E.) 46 |
| L'amplification et la détection (Pierre B.) 10 | Le circuit magnétique (P. FARAD) 53 |
| Appareils, méthodes et formules de mesures (<i>Suite</i>) (Jean VIVIÉ,
ingénieur civil des Mines) 14 | Le fonctionnement des soupapes électrolytiques (Y. DOUCET) .. 58 |
| Le dernier étage d'amplification (P. OLINET) 20 | Le super S. A. 65 (<i>Suite</i>) (R. LEPESQUEUR) 61 |
| Les radiotélégrammes « Seismo » (E. ROTHÉ, directeur de l'Institut
de Physique du Globe de Strasbourg, directeur des bureaux
centraux séismologiques français et international) 25 | Le D. B. 66 (R. LEPESQUEUR) 62 |
| Stabilisation des hautes fréquences par les oscillateurs piézo-
électriques 31 | A travers la presse étrangère 65 |
| La modulation (André PLANÈS-PY, f8EI) 35 | Conseils d'un bricoleur 67 |
| | Amplificateurs 70 |
| | Contrôle à distance des fréquences des ondes porteuses des
stations d'émission 73 |

Reproduction interdite pour tous pays, y compris la Suède et la Norvège (Copyright by Henry Étienne, Paris).

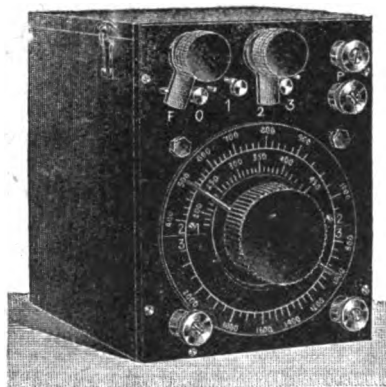
TELEPHONE : Ségur 73.44

R. C. Seine 22.262

LA PRÉCISION ÉLECTRIQUE

10, rue Crocé-Spinelli, PARIS (XIV^e)

Fournisseur des Gouvernements Français et Etrangers.



Ondemètres
avec méthode de zéro
Système Armagnat
(breveté S.G.D.G.)

Ondemètres à selfs
inductances
interchangeables
Type G. de 100 à 5.000 m
Type G. C. de 10 à 550 m

Ondemètres
à combinateur
"MICRONDO"
De 8 à 200 mètres

Ondemètres à variomètre
"CONTROLO"
De 100 à 1.200 mètres
de 200 à 2.000 mètres
et de 200 à 5.000 mètres

Récepteurs Radiotéléphoniques - Condensateurs de mesure

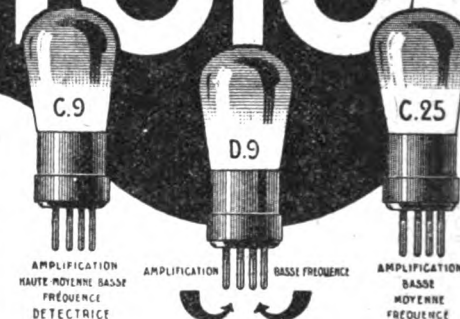
Condensateurs variables à air pour réception

Condensateurs variables à air pour haute tension

PIÈCES DÉTACHÉES

LAMPES DE T.S.F.

FOTOS



NOUVELLE SÉRIE
DE LAMPES DE RÉCEPTION A TRÈS FORTE
ÉMISSION ÉLECTRONIQUE
FABRICATION
GRAMMONT

C'est uniquement par un

BREVET

qu'on peut protéger utilement
une Invention

Consultez

FAIBER

Ingenieur des Arts et Manufactures - S.E.-I.C.F.

Chef du Service des brevets du

"Q.S.T. et Radio-électricité réunis"

11^{bis} rue Blanche - Paris (9^e) - Tél. Grad. 22-74

Consultations gratuites.

Évitez une expérience malheureuse

UN REDRESSEUR

ne doit pas être un arrangement
composé d'éléments disparates ven-
dus par des constructeurs différents

■ ■

LE TUNGAR JUNIOR

constitue un appareil complet
dont le fonctionnement
EST GARANTI

Coûte moins cher qu'un redresseur
en pièces détachées.

■ ■

Construit par la
SOCIÉTÉ GÉNÉRALE
DE CONSTRUCTIONS
ÉLECTRIQUES & MÉCANIQUES
(ALSTHOM)

SERVICE COMMERCIAL
173, Boulevard Haussmann - PARIS (8^e)

SERVICE des REDRESSEURS
364, Rue Lecourbe, PARIS (15^e)

En écrivant aux Annonceurs, citez Radioélectricité et Q S T Français

LES PHENOMENES de PROPAGATION

Une causerie de Sir Fleming

par le Général CARTIER

■ ■ ■ ■ ■

SIR Fleming a fait, il y a quelque temps, une causerie sur ce sujet un peu spécial : *Qu'est-ce que l'électron ?* Cette causerie a été radiodiffusée par le poste de Londres et celui de Darenty : y aurait-il en Angleterre assez de radiophiles, au courant des travaux les plus récents sur les infiniment petits, pour justifier cette utilisation, pendant vingt ou trente minutes, des deux principales stations britanniques ? Il est vrai que, déjà l'année dernière, ayant été accordé tout à fait par hasard sur la station de Vienne, j'avais été surpris d'entendre un savant autrichien exposer avec beaucoup de clarté les théories relatives à la constitution de l'atome. L'atome et l'électron sont donc à l'ordre du jour. Il n'est, par suite, pas hors de propos de résumer succinctement la causerie de Sir Fleming, puisque l'électron, ou plutôt le fluide électronique, est, comme je l'ai remarqué, le siège des phénomènes électriques : ces phénomènes ne se manifestent, en effet, que là où il y a des électrons.

Sir Fleming rappelle les idées de Bohr sur la constitution de l'atome, minuscule système solaire avec son noyau et ses électrons planètes.

1° Les rayons des orbites planétaires ont des valeurs bien déterminées et ne sont pas quelconques, comme on pourrait être tenté de le croire.

Bohr et Fleming ne donnent pas d'explication de cette singularité qui est un fait.

2° Les électrons en tournant sur leurs orbites ne diffusent aucune énergie.

Cela me semble discutable.

La force centrifuge de chaque électron étant égale à la poussée vers le noyau, qui l'empêche de s'éloigner, il n'y a pas de diffusion d'énergie suivant le rayon. Mais, à moins que les électrons ne se meuvent dans le vide absolu, ce qui n'est pas, il y a refoulement du fluide qu'ils traversent. Il y a donc diffusion tangentielle d'énergie proportionnelle, pour chaque électron, à sa section, au carré de sa vitesse et à la densité du fluide qu'il traverse. L'existence de ce fluide n'est pas douteuse : le fait que les électrons ne s'éloignent pas du noyau prouve qu'ils sont poussés vers ce noyau par un fluide de densité non négligeable (je ne parlerai

pas d'une attraction surnaturelle que le bon sens ne saurait admettre) ; ce fluide afflue donc vers le noyau et les électrons le traversent, lui cédant de leur énergie.

3° Un électron ne diffuse d'énergie que lorsqu'il passe de son orbite sur une orbite inférieure.

Je crois que, là encore, Bohr se trompe.

Il est vraisemblable, en effet, que dans l'atome, comme dans le système solaire, le produit uv^2r du carré de la vitesse de chaque électron planète par le rayon de son orbite, est constant.

L'énergie d'un électron est donc inversement proportionnelle au rayon de son orbite : elle croît donc quand ce rayon diminue.

Quand un électron change d'orbite, c'est donc le contraire de ce qu'annonce Bohr qui doit se produire : un électron ne diffuse d'énergie qu'en passant d'une orbite sur une autre de plus grand rayon.

Si nous faisons intervenir le bon sens, à défaut de constatation directe, nous comprenons qu'un électron peut être dérouté brusquement par un choc (nous ne concevons d'ailleurs pas d'autre cause). D'autre part, il semble bien improbable qu'un choc fasse passer un électron d'une orbite sur une autre intérieure, où il se trouverait exactement dans l'état d'équilibre entre sa force centrifuge et la poussée vers le noyau nécessaire pour y tourner suivant les lois qui régissent ces révolutions.

J'ai expliqué dans un article précédent que le passage d'un électron sur l'orbite voisine extérieure correspondait à une diffusion d'énergie qui était un multiple exact des différences d'énergie de l'électron sur les septième et huitième orbites : on sait que le nombre des électrons dits externes ne dépasse jamais 8.

La loi de Bode, qui exprime les grandeurs relatives des orbites planétaires, est la suivante :

« Si l'on représente par x le rayon du noyau solaire supposé s'étendre jusqu'à Mercure, les rayons des orbites planétaires sont sensiblement proportionnels à $x + 3$ (Vénus), $x + 6$ (la Terre), $x + 12$ (Mars), $x + 24$ (petites planètes), $x + 48$ (Jupiter),

$x + 96$ (Saturne), $x + 192$ (Uranus), $x + 394$ (Neptune). »

Cette loi se vérifie sensiblement jusqu'à Saturne, et il n'y a d'écarts appréciables que pour les trois dernières planètes.

Deux rayons consécutifs sont exprimés par les expressions $x + 3 \cdot 2^n$ et $x + 3 \cdot 2^{n+1}$.

Si les rayons des orbites électroniques, dans l'atome, sont proportionnels aux mêmes grandeurs, et si les électrons sont tous semblables et ont par suite la même masse, les énergies de translation de deux électrons parcourant des orbites voisines sont respectivement proportionnelles à

$$\frac{1}{x + 3 \cdot 2^n} \quad \text{et} \quad \frac{1}{x + 3 \cdot 2^{n+1}}$$

Or, il est établi que, dans un atome, le noyau est très petit par rapport aux électrons planètes, bien que sa masse soit beaucoup plus grande, et la valeur de x qui correspond au rayon du noyau, y compris les électrons qui y sont accolés, peut être négligée.

Les énergies de translation de deux électrons voisins sont donc sensiblement proportionnelles à :

$$\frac{1}{3 \cdot 2^n} \quad \text{et} \quad \frac{1}{3 \cdot 2^{n+1}}$$

Il en résulte que les énergies de translation des électrons atomiques forment une progression géométrique de raison 2 décroissante à partir du noyau.

Il en résulte également que la différence des énergies de deux électrons voisins est un multiple de la différence des énergies des deux électrons externes.

Pourquoi les rayons des orbites électroniques croissent-ils en progression géométrique ? Je ne crois pas qu'il ait été donné d'explication plausible de ce fait.

Il me semble vraisemblable que la grandeur des intervalles entre les orbites électroniques dépend de la vitesse de rotation des électrons : deux électrons voisins E_1 et E_2 , tournant dans le même sens, entraînent le fluide ambiant suivant le sens des flèches f_1 et f_2 , d'où une réaction de ce fluide qui tend à écarter E_1 et E_2 d'autant plus que les vitesses de rotation sont

plus grandes et que la densité du fluide ambiant est plus élevée.

Comme dans le système solaire où la densité gravifique diminue avec la distance au noyau (c'est une conséquence de la gravitation ou réciproquement), dans la bulle atomique, la densité du fluide ambiant augmente sans doute quand on s'éloigne du noyau : ainsi s'expliquerait l'augmentation des intervalles entre les orbites électroniques, à partir du noyau.

J'ignore ce que vaut cette explication : elle est en tout cas vraisemblable.

4° Le passage d'un électron sur l'orbite voisine produirait des ondes dont la fréquence serait égale au quotient de la différence des énergies de l'électron sur les deux orbites voisines par la constante de Planck.

J'avoue ne pas comprendre comment le passage accidentel d'un électron sur l'orbite voisine produirait une onde, c'est-à-dire un ébranlement périodique de l'éther.

Ni Bohr ni Fleming ne cherchent à expliquer ce résultat étrange que Fleming déclare indiscutable : je me permets de rester sceptique.

Au cours de sa conférence, et en exposant des faits très curieux et qui doivent être considérés comme authentiques, Sir Fleming constate qu'« un électron de masse m , animé d'une vitesse u , se conduit dans certains cas comme une onde de longueur $\frac{h}{mu}$ h étant la constante de Planck ».

Nous sommes maintenant en plein mystère !

Sir Fleming en conclut qu'un électron est à la fois une petite masse de

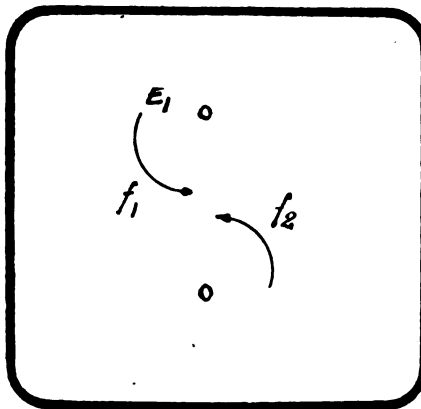


Fig. 1

matière électrisée et un train d'ondes : que peut-il vouloir dire par là ?

Il ajoute : « Peut-être arriverons-nous un jour à dissocier les électrons en ondes ? »

Il se rend d'ailleurs compte de l'ahurissement de ses auditeurs moyens et il formule aussitôt l'objection qu'il devine : « Mais une onde est une vibration de quelque chose : qu'est-ce quelque chose dans le cas des électrons ? »

Et il conclut mélancoliquement : « En somme, nous ne savons répondre à

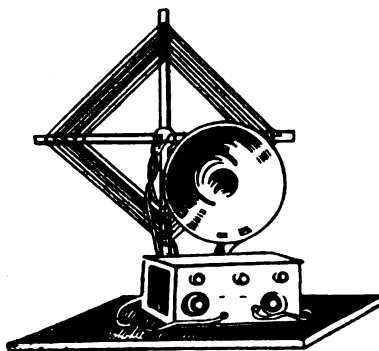
la question : qu'est-ce que l'électron ? »

J'ai cru intéressant de mettre sous les yeux des lecteurs du Q S T l'aboutissement des théories qui veulent imposer l'existence d'un fluide électrique qui ne serait pas le fluide électronique. Ce sont ces théories qui font dire à Sir Fleming qu'un électron est une masse de matière électrisée : il ne cherche pas à expliquer comment on peut concevoir une telle électrisation, et ce silence, chez un savant aussi averti, est l'aveu d'une inquiétude et d'un scepticisme qu'il ne cherche pas à dissimuler.

Quand il parle de la dissociation d'un électron, qui est une masse matérielle, en ondes, qui sont un phénomène vibratoire, il se garde bien d'insister, et nous ne pouvons qu'enregistrer son silence qui est suffisamment significatif.

Comme je l'ai remarqué dans des articles précédents, l'électron n'est pas un élément simple et un, c'est une agglomération d'éléments plus petits qui présentent une agitation cinétique, comme les molécules dont l'agitation correspond à la chaleur, comme les électrons libres dont l'agitation et les mouvements d'ensemble correspondent aux phénomènes électriques.

Ces éléments infiniment petits, qui constituent l'électron, ébranlent l'éther, et ce sont ces ébranlements qui donnent naissance aux ondes dont l'existence n'est pas niable : ces ondes caractériseraient la couleur des électrons, si nous pouvions les voir.



LA TECHNIQUE RADIOELECTRIQUE

La question de l'amplification

(Suite et fin)

par P. OLINET

■ ■ ■ ■ ■

IV. — CONCLUSION

DANS de nombreuses pages, j'ai essayé de disséquer le problème de l'amplification; il n'est pas simple, il s'en faut de beaucoup.

La question posée était la suivante : tant donné une force électromotrice de fréquence quelconque, d'amplitude réduite, développée par le passage du courant à travers une impédance d'une nature quelconque, et devant agir sur un circuit d'utilisation, mais douée d'une petite énergie, quelles sont les dispositions à prendre pour disposer, dans le circuit de sortie, d'une quantité d'énergie beaucoup plus grande?

Cette question est essentielle dans toute la technique moderne; elle englobe la commande d'appareils à distance par de faibles impulsions de courant; la mise en œuvre des récepteurs radiotéléphoniques à grande distance; elle a trait à la téléphonie à grande distance sur fils ou câbles; elle est à la base des appareils émetteurs d'ondes électriques, etc. C'est donc un problème extrêmement général, quant à la nature des phénomènes à transmettre ainsi qu'à leur amplitude. Je laisse complètement de côté les autres qualités de l'amplification, la retenue en particulier; il faut d'ailleurs en se pénétrer que, là comme dans la majorité des problèmes scientifiques, un compromis est à la base des réalisations sérieuses. Une grande amplification est difficile à concilier avec la pureté absolue, etc.

Le problème paraît très général, mais ainsi présenté actuellement, surtout sous une de ses formes.

L'amplification diffère de la transformation; j'énonce là une qualité essentielle que nul n'ignore; pourtant, elle aide beaucoup à la définition exacte de la question qui nous intéresse. Point commun : la forme des courants incidents et sortants sera aussi exactement la même que possible. Différences essentielles :

Dans le transformateur, aux pertes, — et, s'il est bien dimensionné, les pertes sont extrêmement réduites —

l'énergie reste constante; si la tension augmente dans le rapport a , l'intensité devient $\frac{1}{a}$ de ce qu'elle était initialement.

C'est un simple organe de liaison adaptant au mieux la composition de l'énergie aux données du circuit alimenté; il ne comporte donc pas de source locale. On peut le comparer utilement au levier employé en mécanique pour transformer un mouvement de grande amplitude du point d'application d'une force petite en un déplacement assez petit d'une masse beaucoup plus grande. Il y a conservation de l'énergie.

Dans l'amplificateur, au contraire, l'énergie recueillie est considérablement plus grande que celle dissipée dans le circuit d'entrée ou d'excitation; le rapport entre les deux peut atteindre 1.000 et même plus. Il saute aux yeux que, l'énergie ne pouvant être obtenue ainsi de rien, il faut une source locale produisant le complément retrouvé à la sortie. Si on considère l'amplification A , on a donc

$$A = \frac{\text{énergie retrouvée à la sortie}}{\text{énergie incidente}}$$

tandis que le rendement R se définit comme :

$$R = \frac{\text{énergie utilisée}}{\text{énergie dépensée à la source locale}}$$

On peut donc considérer un amplificateur comme relais permettant la mise en route d'une grande quantité d'énergie déclenchée par une très faible dépense. Ainsi, on trouve un système de cet ordre dans la mise à feu des canons : une grande quantité de poudre destinée à mettre en mouvement un projectile de plusieurs centaines de kilos est enflammée par une petite amorce, laquelle est allumée par un choc; ce dernier est le résultat de la détente d'un faible ressort bandé par la main.

Contrairement à une idée quelque peu répandue, on n'a que libération d'une grande quantité d'énergie et non transformation. C'est une quantité d'énergie très petite agissant sur la

grille qui procure la mise en mouvement d'une quantité d'énergie beaucoup plus grande dans le circuit de plaque.

Par conséquent, amplification veut toujours dire dépense d'énergie locale. Il ne faut pas oublier ceci. Même si on fait appel à une résistance négative pour accroître l'amplitude, ainsi que nous le verrons plus loin, il y a toujours une source. Le cas extrême est constitué par l'utilisation d'un cristal dont la caractéristique est tombante; il y a toujours une source d'électricité qui, même sous une très petite tension, permet de justifier l'énergie plus grande obtenue. Dans la zincite, par exemple, il faut absolument une pile auxiliaire pour la polarisation.

Je sais bien que le gros argument est celui de la réception des ondes entretenues par batttement quand on détecte par galène. On remarquera que ceci est un cas tout à fait particulier et que jamais on n'a pu recommencer une expérimentation totale sur cette question.

Il ne faut pas confondre ceci avec la réception de ces oscillations sur un amplificateur à transformateurs genre 3 *ter*; dans ce cas, même en l'absence de rétroaction, il peut y avoir entretien d'oscillations locales par suite de couplages parasites.

LES DIFFÉRENTS CAS

J'ai montré, en dehors de toute supposition sur la nature des organes assurant le relais, que l'amplification pouvait être pratiquement définie comme suit :

Une force électromotrice e recueillie aux bornes d'une impédance quelconque, sa force électromotrice est supposée constante; tout dispositif placé sous l'action de e de telle sorte que l'énergie finale soit plus grande, est un système d'amplification.

En dehors de toutes autres considérations, on peut travailler de différentes manières :

A. — En conservant l'amplitude initiale, on compose le circuit sur lequel on fait agir cette force électromotrice, de telle sorte que l'amplitude de l'in-

tensité i du courant augmente ; l'énergie totale ei est donc bien accrue.

En supposant le circuit composé d'une manière quelconque, en dehors de toute hypothèse sur la condition de résonance, on sait que l'action de n'importe quelle combinaison d'impédance se traduit de la même manière que l'interposition d'une résistance équivalente r . Dans le cas d'un circuit oscillant intercalé en série dans un circuit quelconque, on a

$$r = \frac{L}{RC}$$

où R est la résistance du circuit oscillant,

C la capacité

L le coefficient de self-induction de l'enroulement.

Si on dispose d'une résistance négative R_0 , la résistance totale ρ du circuit composé de LRC et de R_0 sera

$$\rho = r - R_0$$

D'autre part, on a évidemment

$$i = \frac{e}{r - R_0}$$

i augmentera d'autant plus que R_0 sera voisin de r . C'est la solution de la résistance négative car évidemment, si

$$i_1 = \frac{e}{r - R_0}$$

$$i_2 = \frac{e}{r}$$

on a aussi :

$$i_1 < i_2$$

Je rappellerai que dans tout ceci :

1) Les lettres représentent les amplitudes variations de l'intensité et de la tension ; ces équations n'ont donc absolument aucune signification en courant continu.

2) R_0 représente la grandeur de la résistance négative en valeur absolue. Il en serait absolument de même si R_0 était en série dans le circuit oscillant ; on aurait alors

$$i = \frac{e}{\sqrt{(R - R_0)^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}}$$

à la résonance, il vient

$$i = \frac{e}{R - R_0}$$

et les conclusions précédentes conservent toute leur valeur.

B. — On peut aussi employer un montage strictement amplificateur, c'est-à-dire dans lequel, par un effet de relais, une faible quantité d'énergie met en mouvement une énergie beaucoup plus considérable.

C'est le relais amplificateur ordinaire. Nous en avons analysé le fonc-

tionnement et j'ai montré que le résultat final dépendait :

- a) De la liaison entre étage ;
- b) Des relais employés ;
- c) De leur alimentation ;
- d) Du circuit d'utilisation.

Cette conception étant absolument essentielle, sera reprise tout à l'heure.

C. — Enfin, et à condition que le relais soit amplificateur, on peut compenser les pertes par un report d'énergie de la sortie à l'entrée ; c'est le dispositif de rétroaction. Les facteurs essentiels sont :

- a) L'amplification du relais ;
- b) Le déphasage des oscillations ;
- c) L'amplitude du report d'énergie ;
- d) La phase de ce report.

Etant donné l'importance de la situation exacte de différentes parties du problème, je vais commencer par résumer, pour chaque cas, les conclusions essentielles auxquelles je suis parvenu.

LES CONCLUSIONS OBTENUES

A. — Amplification.

Pratiquement, l'effet de relais employé en T. S. F. est dû, par suite de la fréquence des oscillations considérées, à des phénomènes ioniques ; seuls, ces supports « quasi immatériels de la charge électrique » ont une inertie assez faible pour rester des bouchons dans l'océan de l'éther agité par les ondes à haute et basse fréquence... (qu'on me pardonne ce romantisme radioélectrique... et quelque peu pompier ; c'est pour satisfaire un point d'honneur car il faut prétendre que l'art et la science ne font qu'un).

Cette épigraphe écrite, quelles sont les parties que nous avons dû étudier successivement ? Ce furent :

Les relais — donc les tubes thermo-ioniques ;

La liaison entre eux ;

Leur alimentation.

Je suppose le circuit d'utilisation réalisé au mieux dans chaque cas, c'est-à-dire pour obtenir l'amplitude maxima des oscillations mécaniques du haut-parleur ; il ne faut pas croire que ce soit si facile même pour une gamme réduite ; que peut-il en advenir quand on envisage la gamme musicale théoriquement employée pour la modulation des émetteurs radiophoniques ?

On distinguera bien que les relais sont définis géométriquement et que leurs données d'alimentation peuvent être soumises à des variations assez importantes. D'autre part, donc, les grandeurs des éléments (grilles, plaques) peuvent être facteurs essentiels et c'est le domaine du constructeur ; d'autre part, le fonctionnement peut être varié dans de larges limites en modifiant la polarisation des diverses électrodes et c'est le règne de l'utilisateur.

Il ne faut pas se faire d'illusions ; les deux sont aussi importants l'un que l'autre.

Pour ce qui est du relais, quel que soit le mode de liaison adopté entre les étages, l'amplification A est d'autant plus grande que :

1° La résistance interne du tube est plus grande ;

2° Le coefficient d'amplification statique plus important.

Quels sont les appareils que la technique nous offre pour réaliser ce que nous désirons ? Rien, à part les relais ioniques. Il est intéressant, du point de vue qui nous préoccupe actuellement, d'étudier ce problème.

En tête, nous trouvons la lampe à trois électrodes ; on peut bien, dans celle-ci, réaliser l'une ou l'autre des conditions ci-dessus ; malheureusement, nous nous heurtons à la règle suivante :

Grand coefficient d'amplification = résistance interne élevée !

Dans les lampes de puissances, nous trouvons :

K de 2 à 6, pour ρ variant de 2.000 à 6.000 ohms.

Dans les lampes destinées aux étages à résistances, on arrive à :

K de 25 à 35 pour ρ allant de 80.000 à 150.000 ohms.

Il faut donc adopter un compromis... semble-t-il, tout au moins.

Pourtant non ; c'est ici qu'apparaît l'intérêt des lampes à électrodes multiples. En effet, on montre que l'emploi d'une deuxième grille permet d'augmenter beaucoup plus K que ρ ; on arrive à :

$K = 200$ et $\rho = 500.000$ ohms

C'est de cette préoccupation qu'est née la lampe à écran de grille, dérivant de la bigrille qui, elle, avait la réalisation d'autres propriétés en vue.

Mais on peut encore augmenter les valeurs ci-dessus, ou plutôt, les réaliser avec une meilleure concordance ; c'est-à-dire maintenir K et diminuer ρ . C'est là le rôle de la troisième grille ; la lampe trigrid permet d'obtenir :

$K = 100$ $\rho = 80.000$ ohms

On conçoit combien le problème de l'amplification vu du côté des constructeurs peut être intéressant, en le prenant au pur point de vue technique.

Mais, étant donné un tube que le constructeur met entre les mains de l'utilisateur, il faut encore que celui-ci tire le maximum, en fonction du but vers lequel il tend, en polarisant convenablement les électrodes.

Pour le filament, le jeu n'est que très limité ; la valeur indiquée par le constructeur doit être ajustée car un excès, même léger, diminue considérablement la vie du tube.

Pour les autres électrodes, il en va tout autrement ; pour la plaque, le facteur d'amplification augmente et la résistance interne reste constante quand la tension augmente ; voici donc une variante sur laquelle nous

pouvons agir ; conclusion : on emploiera une grande valeur de la tension de plaque. La plus élevée, compatible avec le bon fonctionnement du tube. C'est un mauvais raisonnement, tant au point de vue pureté que puissance, de se servir de la tension de plaque minima assurant le bon fonctionnement.

En effet, indépendamment de la considération que je viens de rappeler, l'augmentation de la tension de plaque permet, au point de fonctionnement, de décrire une grande longueur sur la caractéristique sans sortir d'une région rectiligne.

Mais là ne sont pas les seules remarques importantes pour l'amplification proprement dite ; même dans le cas où on n'emploie qu'un seul tube, le problème de la liaison entre étages conserve toute son importance. J'ai montré combien le transformateur donnait une plus grande amplitude ; c'est donc lui qu'il faut adopter.

D'ailleurs, les considérations de réduction du champ extérieur parasite, pouvant donner des ennuis par des couplages dangereux, viennent encore renforcer cette affirmation. Evidemment, ceux-ci sont nuls dans la liaison à résistance, mais d'autres inconvénients surgissent immédiatement. Il faut reconnaître que la discussion sur cette question est certainement bien loin d'être close. Les partisans des deux systèmes sont aussi convaincus les uns que les autres et leurs arguments sont tout aussi décisifs... tout au moins quand on les entend parler.

Théoriquement, à ce point de vue, l'amplification totale n'est aucunement limitée ; on peut atteindre les plus grandes valeurs ; pratiquement, on est arrêté dans cette voie dès qu'on dépasse un certain nombre d'étages par suite des réactions entre étages.

B. — La rétroaction.

La première chose dont il faut bien se pénétrer, c'est que la rétroaction ne donne des résultats que dans le cas où le relais interposé est amplificateur, c'est-à-dire lorsque l'énergie recueillie est plus grande que celle employée à l'excitation. Ceci est une conception essentielle ; une lampe à trois électrodes, dont le facteur d'amplification serait égal à l'unité, ne saurait donner lieu à des phénomènes de rétroaction.

Celle-ci consiste essentiellement en un report d'énergie empruntée au circuit de sortie et renvoyée à l'entrée. Divers facteurs peuvent agir dans ce phénomène :

1° La phase des oscillations reportées, variant avec le mode de report et la constitution du circuit de sortie ;

2° L'amplitude des oscillations ;

3° Le facteur d'amplification du relais ;

4° Le déphasage des oscillations du fait de leur passage dans l'amplificateur. Suivant la valeur de ces diffé-

rentes données, on peut obtenir différents résultats :

1° Le vecteur report est orienté, par rapport au système initial V, dans un sens tel que la résultante soit plus grande que V ; dans ce cas, l'amplification augmente jusqu'au moment où les pertes sont annulées et les oscillations déclenchées sont entretenues. On notera que l'entretien correspond à une seule valeur du couplage en fonction de la fréquence incidente pour un système de liaison donné (ainsi que les valeurs des éléments de celui-ci) ;

2° Le vecteur report est orienté en sens inverse de celui origine ; dans ce cas, initialement, l'amplification diminue ; si les oscillations sont entretenues, on tend vers un décrochage.

Par suite, au point de vue pratique, on peut se trouver dans différents cas : par augmentation du couplage — donc de la quantité d'énergie que l'on fait agir à nouveau sur l'entrée — on peut arriver suivant le cas à un entretien ou à un décrochage ; inversement, une variation de 180° du déphasage du report amène un résultat contraire à celui observé initialement.

Trois réalisations sont possibles :

1° On peut faire appel à une action magnétique ; c'est le couplage de deux enroulements qui procure la tension de report désirée ; on réussit immédiatement l'inversion du déphasage par rotation de 180° d'un enroulement, sans toucher au sens du courant. C'est un système pratique, très généralisé, souple, en ce sens qu'on peut l'étendre à une gamme de fréquences extrêmement étendue — des ondes courtes aux oscillations acoustiques — mais présentant de gros inconvénients par suite des variations des actions sur les autres enroulements du poste. De plus, une action importante du corps de l'observateur est à noter ;

2° Il est aussi possible de se servir d'un condensateur pour transmettre une différence de potentiel créée aux bornes d'une impédance placée dans le circuit de sortie, au circuit d'entrée. L'inversion du sens du couplage est plus complexe que dans le cas précédent ; il faut régler l'impédance en fonction de la fréquence à transmettre, mais on remarquera que ceci n'est pas plus complexe que dans le cas précédent. Par contre, la commande est beaucoup plus facile ; elle peut aisément être démultipliée autant qu'on le veut ; la loi de variation peut être aisément celle que l'on veut ; l'action du corps de l'observateur est nulle ;

3° On pourrait envisager de coupler les deux circuits par une résistance ; on aurait ainsi une indépendance absolue vis-à-vis de la fréquence, mais on a des inconvénients pratiques provenant de la très grande difficulté que l'on éprouve à se procurer des résistances variables à va-

riations progressives quand leur valeur est assez élevée et ayant des contacts excellents. Ce sera peut-être la solution de demain.

Dans un poste récepteur, on constate trois reports différents :

1° Celui qu'on effectue volontairement en fonction de l'augmentation d'amplification que l'on désire obtenir ; on peut alors choisir le mode d'action et en régler le fonctionnement comme on veut ;

2° Mais il y a aussi celui qui est dû aux fuites des transformateurs, des enroulements en général. On peut diminuer cette valeur par un blindage convenable, par un choix judicieux du mode d'enroulement employé ; on n'en est pas maître pour un montage donné, réalisé avec des pièces données et placées sur un support ; mais ce qui aggrave le cas, c'est que l'action dépend essentiellement de la fréquence des oscillations transmises et on peut avoir un fonctionnement excellent sur telle ou telle onde, mais un rendement nul en dehors. C'est la raison pour laquelle il faut prendre beaucoup plus de précautions pour un poste dans lequel divers circuits sont à accorder sur l'onde à recevoir que dans un changeur où la majorité des circuits travaillent sur une seule onde.

Pourtant, même dans ce cas, il faut remarquer un point de détails sur lequel on n'a pas assez insisté : même avec de faibles amplitudes, des oscillations de fréquences voisines de celle reçue passent et donnent, aux battements, des oscillations de fréquence telle qu'une résonance quelconque peut les développer et provoquer des surprises ;

3° Enfin, il faut tenir compte d'un organe supplémentaire qui provoque un report qu'on ne peut éviter et dont l'amplitude dépend essentiellement de la fréquence envisagée ; je veux parler de la capacité interne des tubes à vide. C'est un mal qu'il faut subir, car c'est la double conséquence de la réalisation du tube et de l'amplification (position géométrique des électrodes). On supplée à cet état de choses en compensant en grandeur et en phase la tension reportée grâce au neutro-dynage. Ce n'est qu'une réaction spéciale annulant les effets de l'autre.

En conclusion de ceci, on peut considérer que la réaction est le complément de l'amplification, qui est absolument indispensable à sa réalisation.

Inversement, un amplificateur est très délicat, sinon impossible à réaliser sans que l'une des deux premières catégories de report soit mise en œuvre ; la troisième condition est absolument impossible à éviter à partir du moment où on emploie des lampes.

Ce sont ces considérations qui limitent l'amplification totale obtenue, tant par un accrochage intempestif que par la limite d'entretien réalisée. On ne peut augmenter indéfiniment

le nombre d'étages parce que le report amenant l'entretien diminue avec l'amplification. D'autre part, on est au maximum maximorum de l'amplification, pour un montage donné, quand on se trouve réglé à la limite d'entretien. C'est une question que nous examinerons à nouveau un peu plus loin.

C. — La résistance négative.

La dernière solution — totalement différente des précédentes — consiste à se servir d'un organe présentant une résistance négative, c'est-à-dire procurant de l'énergie au lieu d'en dissiper. J'en ai déjà dit quelques mots plus haut.

La caractéristique essentielle d'un tel organe est que, par une alimentation en courant alternatif, l'amplitude du courant décroît quand celle de la tension augmente et inversement. L'utilisation de ceci a été développée et rappelée au début de ces conclusions ; je n'y reviendrai pas.

Je ferai seulement remarquer que le fonctionnement en résistance négative peut se présenter avec des triodes dans un cas simple ; si on a, pour une raison quelconque, une tension continue de grille suffisante pour (fig. 1) que le point de fonctionnement soit dans la région AB de la caractéristique, on obtient un tel résultat. Pour des tensions de plaque assez élevées, la caractéristique se déplace en A_1B_1 et il suffit d'une valeur assez faible de la tension de grille pour que le triode présente une résistance négative.

La combinaison des trois modes

Ceci posé, nous sommes donc en possession de trois moyens de réaliser l'augmentation de l'amplitude du courant dans un circuit soumis à une force électromotrice de valeur constante. J'insiste à nouveau sur le fait que la rétroaction n'amène un tel résultat que si le relais est amplificateur, qui se traduit par la condition :

énergie à la sortie > énergie incidente.

On remarquera que, dans ces questions, aucune hypothèse n'est faite sur la forme des tensions et des courants. Ceci tient à ce que, suivant le théorème de Fourier, on peut toujours décomposer un mouvement périodique quelconque en une suite de fonctions sinusoïdales de fréquences simples ; il suffit donc de préciser le fonctionnement dans ce cas.

L'amplification pure et simple, c'est-à-dire l'utilisation de relais répondant à la condition ci-dessus, est d'usage courant ; c'est elle qu'on met en œuvre dans tous les amplificateurs à basse fréquence pour des raisons sur lesquelles j'insisterai plus loin.

Comme je l'ai dit, l'emploi d'un report d'énergie pour diminuer la résistance apparente des circuits peut être soit volontaire, soit fortuit, résultant

des fuites des enroulements des circuits de liaison, ou même de la capacité interne des tubes.

On conçoit donc la difficulté de séparer ces deux questions ; d'une part, la rétroaction est absolument impossible sans amplification par le relais ; d'autre part, si on peut réaliser des organes de liaison sans action extérieure, il saute aux yeux qu'il est très difficile d'annuler l'action de la capacité entre électrodes.

Dans le cas de l'amplification à haute fréquence, ceci nécessite un neutrodynage ; celui-ci est fonction de la fréquence à transmettre et demande

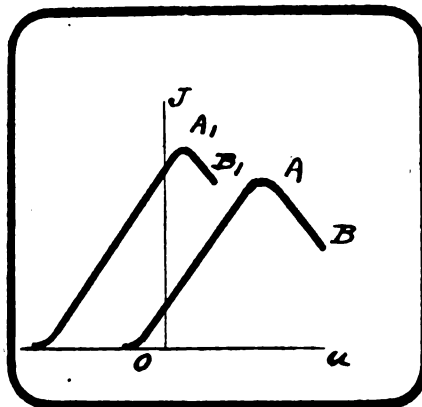


Fig. 1.

donc un réglage suivant la longueur d'onde reçue. Pratiquement, on aboutit à une complexité énorme ; c'est pourquoi, à mon avis, ce procédé ne peut être intéressant que dans le cas de l'amplification à moyenne fréquence d'une superhétérodyne par suite de l'accord sur une longueur d'onde constante et assez grande.

D'autre part, la combinaison de ces deux moyens permet de constater que l'amplification propre du relais et l'importance du couplage de rétroaction varient en sens inverse. Il est donc plus complexe d'éviter l'accrochage dans un tube à écran de grille ayant une grosse amplification, dans un relais à plusieurs étages en cascade, que pour un tube ordinaire.

Ceci explique qu'on ne puisse atteindre de nombreux étages, tant en haute qu'en basse fréquence, sans arriver aux fameux sifflements. C'est donc par suite de l'entretien dû à la rétroaction qu'on est limité.

Concurremment, on peut éviter en partie l'accrochage en neutrodynant, mais, comme je l'ai dit plus haut, ceci implique qu'on ne transmet qu'une seule fréquence ; en basse fréquence, la condition de pureté exclut donc ceci, tout au moins en téléphonie.

Première conclusion générale :

Par suite de l'éloignement de la condition d'entretien auquel il faut absolument satisfaire, l'amplification

en basse fréquence, pour des éléments comparables, produit un résultat total beaucoup plus faible ; je retournerai cette question sous toutes ses faces un peu plus loin.

On peut dire que l'amplification due à n étages, toutes autres choses comparables par ailleurs, est beaucoup moins importante en B.F. qu'en H.F.

On remarquera, de plus, que les reports sont forcément plus faibles dans le premier cas, s'ils sont dus à une action électromagnétique ; la force électromotrice induite e dans un circuit dont le coefficient d'induction mutuelle par rapport à un autre est M , si ce dernier est parcouru par un courant d'intensité i à la pulsation ω est

$$e = M\omega i;$$

i et M étant fixes, e croît avec ω .

Dans le cas où on envisage un report électrique, la chute de tension dépend de la valeur de l'impédance de choc, l'action du condensateur étant inversement proportionnelle à la fréquence.

On en conclut que :

1° En basse fréquence, les fuites étant faibles — M petit — l'action à distance est assez réduite — ω faible ; la capacité des lampes n'a aucune influence ; l'amplification est égale pratiquement au facteur dynamique tenant compte du système de liaison ;

2° En haute fréquence, ω est grand ; le report est important ; l'amplification peut atteindre des valeurs très différentes, tant en plus qu'en moins, de celles que le calcul aurait fait prévoir pour la liaison envisagée.

Ces deux éléments sont importants. C'est sur leur observation que repose, en particulier, le respect du sens des enroulements des transformateurs de liaison.

Autrefois, on remarquait qu'un sens d'orientation des circuits magnétiques et des enroulements donnait un gain sérieux d'amplification ; celle-ci peut varier de 1 à 3 en inversant un circuit. Il faut attribuer ceci à une réaction. Avec les matériels modernes, soigneusement blindés par des métaux non magnétiques, l'importance est tout à fait réduite.

On voit combien, en pratique, la liaison entre ces deux modes d'augmentation de l'amplitude des oscillations, dans un circuit soumis à une force électromotrice constante, est complète ; il faut toujours avoir présentes à la mémoire les grandes lignes générales suivantes :

Rétroaction amplificatrice est liée au relais amplificateur :

Tout relais comporte des réactions internes ;

On peut toujours agir de 180° sur la phase des oscillations en inversant les connexions d'un bobinage ;

Suivant la fréquence envisagée, la partie essentielle du report est due à la capacité pour les ondes courtes ; ce sont, au contraire, les couplages magne-

tiques qui agissent aux plus grandes ondes, pour un ensemble donné ; ceci peut paraître paradoxal après ce que j'ai dit plus haut de la force électromotrice induite. L'explication est la suivante : le condensateur envisagé (fig. 2) est en shunt sur les enroulements L_1 et L_2 , intercalés respectivement dans les circuits de grille et de plaque.

Le courant de plaque — composante alternative — se divise donc en A en deux parties : l'une suit le chemin AL_2B , tandis que l'autre est orientée sur DL_1B . L'intensité du courant dans l'enroulement L_1 diminue quand la fréquence augmente ; avec elle, la force électromotrice induite diminue malgré l'accroissement de ω . Au contraire, le courant dans C augmente.

La liaison intime entre ces deux procédés d'augmentation de l'amplitude du courant paraît donc nettement ; les deux phénomènes dépendent étroitement l'un de l'autre. La résistance négative est, au contraire, un organe d'un fonctionnement indépendant. C'est un tout électrique dont les propriétés sont spéciales ; c'est un relais agissant comme un producteur d'énergie.

La question est peu étudiée ; elle mérite pourtant qu'on oriente de nombreuses recherches dans ce sens par suite de la très grande facilité d'obtention d'une énorme amplification. De plus, la question du nombre des étages pour obtenir un effet donné est inexistante ; en effet, j'ai montré que l'amplification était définie par :

$$K_1 = \frac{r}{r - \rho} \quad \text{ou} \quad K_2 = \frac{\rho}{r - \rho}$$

suivant qu'on examinait l'accroissement de la tension ou du courant.

Dans le premier cas où

$$K_1 = \frac{r}{r - \rho}$$

on est totalement maître de l'amplification par variation de la résistance négative du relais ρ ; or, celle-ci ne dépend, dans de larges limites, que des constantes d'alimentation ; on se souviendra, à ce sujet, qu'une polarisation convenable de la grille intérieure d'une lampe bigrille procure pour une tension négative une résistance positive ; pour une tension positive, une résistance négative.

On peut donc même inverser le sens des variations de courant pour des variations de tension données.

Dans le second cas, on aura :

$$K_2 = \frac{1}{\frac{r}{\rho} - 1}$$

et il en sera de même ; plus le rapport $\frac{r}{\rho}$

sera voisin de 1, par excès, plus l'amplification sera grande.

Par suite, la question de la liaison entre les différents étages, de la réper-

cussion des uns sur les autres au cours du fonctionnement n'existera plus puisqu'il... n'y aura qu'un seul étage.

On me dira que ceci peut sembler bien théorique ; les quelques essais que j'ai pu faire dans cette voie m'ont montré qu'il n'en était rien ; malheureusement, les tubes présentant de telles caractéristiques sont très rares dans le commerce et la gamme des valeurs de résistances négatives que l'on peut réaliser est tout à fait réduite.

Les grandes valeurs que l'on rencontre actuellement en pratique pour ρ conduisent à employer beaucoup plus des montages en parallèle qu'en série.

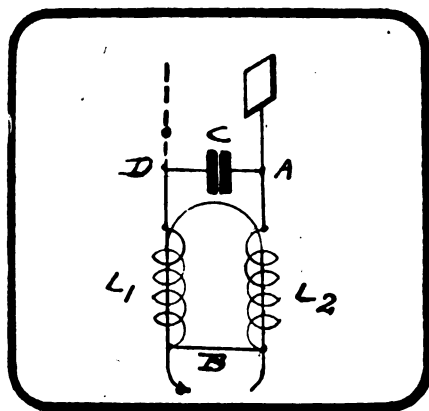


Fig. 2

Ces rapides considérations m'amènent à traiter la question de l'amplification maxima.

L'AMPLIFICATION MAXIMA ET L'ENTRETIEN

La combinaison relais amplificateur-rétroaction conduit à un résultat identique à celui obtenu avec une résistance négative : pour une réaction ou une amplification suffisante, ou pour une valeur convenablement choisie de la résistance négative, l'ensemble entretient des oscillations dont la fréquence dépend de la composition des circuits reliés aux ensembles ci-dessus.

C'est cette conception, cette assimilation, un peu trop exagérée, des deux phénomènes l'un à l'autre, qui a conduit à dire que la réaction diminuait la résistance apparente du circuit sur laquelle elle agit et, à l'accrochage, la rendait nulle pour pouvoir même en faire une valeur négative.

C'est faux ; ce fonctionnement est uniquement celui d'une résistance négative ; celle-ci étant placée en série avec celle équivalant aux pertes totales dans le circuit, le résultat est une diminution qui peut aller à l'annulation réelle de la totalité de l'énergie dissipée.

Au contraire, la rétroaction fait songer à un tonneau crevé dans lequel on renverserait de l'eau ; si l'envoi d'eau

est suffisant, le niveau restera constant ; on a :

$$\text{apport} = \text{pertes}$$

si l'est supérieur, l'eau montera ; sinon, le tonneau se videra. Ce sont les amortissements négatif et positif des oscillations qu'on a déclenchés dans le circuit d'entrée.

Evidemment, les deux fonctionnements arrivent au même résultat ; il est commode de les traduire par des raisonnements analogues, mais à condition que le processus soit bien compris dans chaque cas.

L'amplitude du courant est maxima quand on est à la limite d'entretien ; elle deviendrait théoriquement infinie lors de l'accrochage ; cette conception répugne à tous ceux que la science a dressés. Il n'en est rien ; l'amplitude conserve une valeur finie dans ce cas, aussi bien que ce soit pour un relais avec réaction que pour une résistance négative.

L'explication de cet état de choses est d'ailleurs très simple : dans le cas de la rétroaction, le déphasage des oscillations, tant à l'intérieur du relais que dans l'organe de report, est constant ; la fraction d'énergie reportée est fixe ; par contre, le facteur d'amplification du relais varie avec le déplacement du point de fonctionnement sur la caractéristique. Or, celle-ci n'est pas rectiligne, au moins dans toute sa longueur. Tant que le point reste sur la partie médiane et droit, le facteur d'amplification est maximum et constant ; c'est pour cette valeur que l'accrochage et la compensation des pertes sont réalisés ; dans les régions inférieures et supérieures qui sont incurvées, un coup d'œil rapide montre que k décroît et s'annule pour les parties horizontales il y a donc un point au delà duquel l'amplification est inférieure à l'unité ; l'entretien est impossible.

Dans le cas d'une résistance négative, il en va à peu près de même. Tant que le point de fonctionnement est dans une région rectiligne, la valeur reste bien définie, tandis qu'elle devient infinie ou même positive en dehors de celle-ci.

Voici donc une première limite à l'amplitude d'oscillations ; mais ceci n'est qu'accessoire pour nous car il s'agit, non pas d'impulsions transmises, mais d'ondes entretenues dans un circuit local.

On s'aperçoit facilement, dans un cas comme dans l'autre, que l'amplitude maxima est obtenue quand on se tient réglé au plus près et en deçà de la limite d'entretien. C'est de l'examen de ces mots « au plus près » que nous allons conclure aux valeurs que l'on peut attendre.

Nous nous guiderons sur les considérations suivantes :

1) Tant pour un relais à rétroaction que pour une résistance négative, le réglage d'entretien est fonction de la

réquence sur laquelle les circuits sont réglés ; conclusion : seule, l'amplitude du courant de cette fréquence sera considérablement accrue ; pour des valeurs voisines de part et d'autre, on constatera des augmentations d'autant moins considérables que la fréquence sera plus éloignée de celle d'accrochage.

Pratiquement, on tire trois conclusions de cet état de choses :

a) L'amplification en entretenues pures stables sera beaucoup plus considérable que pour toutes autres catégories parce qu'on pourra se tenir très près de la limite, étant donné qu'on n'a affaire qu'à une seule fréquence.

Il faudra se tenir à une valeur telle qu'à aucun moment l'amplitude n'amène l'ensemble dans la situation d'osciller. Il se peut, en effet, que si l'amplitude devient trop grande, le report atteigne une valeur telle qu'il y ait entretien.

b) Dès qu'on ne travaille plus en entretenues pures, l'amplification baissera car, pour un circuit accordé sur une longueur d'onde donnée, il faudra se tenir plus loin.

En ondes modulées, l'écart est égal à la différence entre la fréquence de l'émission et celle de la modulation ;

elle reste petite, surtout sur ondes courtes, si la modulation est acoustique.

En téléphonie, au contraire, la gamme est large et l'amplification moindre.

c) En graphie, l'emploi de la méthode hétérodyne permet de transformer l'émission pour que l'écoute ait toujours lieu sur le même son ; on peut bénéficier d'une résonance acoustique sur la fréquence de ce son et essayer une réaction à basse fréquence.

Dans la réception de la téléphonie, l'obligation de conserver une large bande de fréquences, empêche complètement tout agissement de cet ordre ; l'amplification est donc plus petite. Ceci complète les remarques que j'ai faites plus haut à ce sujet.

CONCLUSION

Ce trop long exposé aura, je l'espère, intéressé le lecteur ; la question de l'amplification est extrêmement complexe car elle tient aux lampes, aux systèmes de liaison, dépend de l'alimentation et des actions extérieures, qui ne sont pas constantes en fonction de la fréquence.

On ne saurait nier que de gros progrès ont été faits tant dans la réalisation de méthodes de réception déjà anciennes que pour les relais employés.

Actuellement, on peut affirmer, sans crainte d'être contredit, que la totalité de l'amplification est réalisée par relais et réaction. Cet état de choses résulte de l'orientation initiale de la T. S. F. ; on ne peut que le constater.

Pourtant, de nombreux inconvénients apparaissent quand on analyse le phénomène d'un peu plus près : Ce sont les actions variables à distance, la complexité d'une commande souple de la réaction, les ennuis qu'on a dans la mise au point, etc.

D'où peut provenir cet isolement dans lequel on maintient les résistances négatives ? Comme je l'ai dit plus haut, il y a, d'une part, une suite de l'orientation de la T. S. F. à ses débuts ; il y a, aussi, d'autre part, une absence totale de recherches dans ce sens due un peu au fait de la non construction d'organes pour des fabricants.

Et puis, peut-être, la zincite a fait beaucoup de mal à cette idée ! On s'est emballé à l'espoir d'un amplificateur à cristal et... le réveil a été brutal.

Je souhaite, en terminant, que cette branche soit enfin explorée.

L'amplification et la détection

par Pierre B.

■ ■ ■ ■ ■

I. L'AMPLIFICATION

NOUS nous bornerons dans cette courte étude à examiner l'amplification en basse fréquence, par transformateurs ou par résistances.

Amplificateurs à transformateurs. — L'organe de liaison entre deux lampes amplificatrices consécutives est ici un

transformateur. Le courant à amplifier, ou provenant de la plaque agit sur la grille de la lampe suivante par l'intermédiaire d'un transformateur (fig. 1) et provoque entre la grille et le filament une différence de potentiel variable. A ces variations correspondent des variations de l'intensité du courant qui circule dans le circuit plaque.

Nous savons déjà déterminer leur

amplitude. Supposons que le potentiel de la grille subisse une variation de u . La variation de l'intensité du courant dans le circuit plaque est égale à celle que produirait dans ce circuit une force électromotrice égale à Ku . Si R est la résistance totale du circuit plaque, l'intensité varie donc de $\frac{Ku}{R}$.

Pour que K soit constant il faut, bien entendu, que l'on utilise une partie rectiligne de la caractéristique. Il convient donc de s'y placer en réglant convenablement le potentiel moyen de la grille.

Considérons un amplificateur quelconque, dans lequel nous supposons qu'il n'existe absolument aucun couplage entre les circuits d'entrée et de sortie : ce n'est naturellement qu'un cas théorique.

Établissons à l'entrée de l'amplificateur une différence de potentiel alternative. Portons ses valeurs sur un axe Ox , Oa représentant la valeur à un instant donné de cette différence de potentiel. Le point a se déplace de part et d'autre du point O entre les points limites m et n (fig. 2).

Si la différence de potentiel est de plus sinusoïdale, le point a pourra être

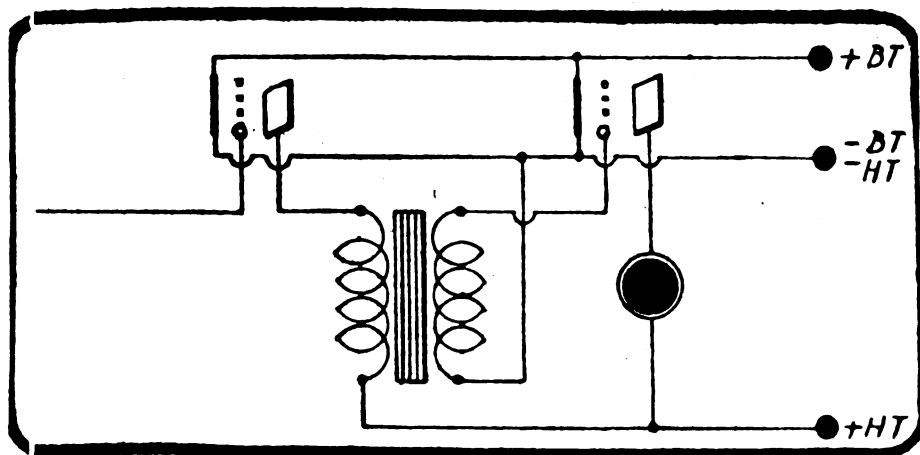


Fig. 1

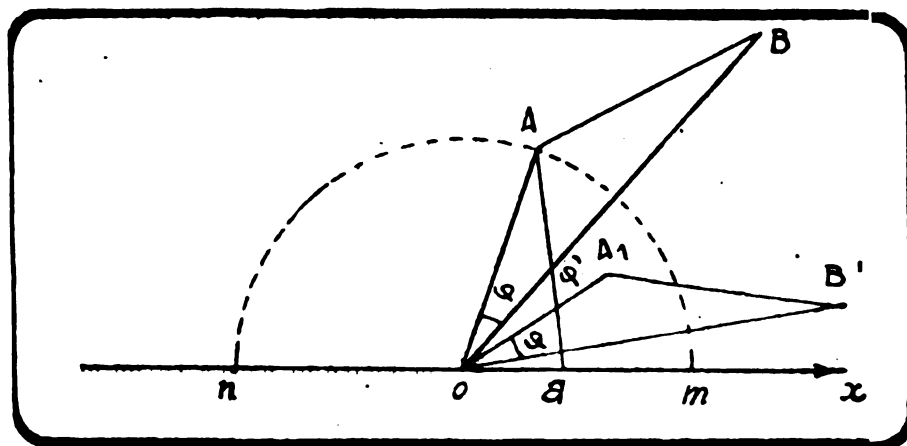


Fig. 2

considéré comme la projection sur Ox de l'extrémité A d'un vecteur OA égal à n et tournant autour du point O avec une vitesse constante ω .

À la sortie de l'amplificateur, on recueille un courant alternatif, et si K est le facteur d'amplification en volts, la différence de potentiel sera K fois plus grande. De plus, les différents organes du relais produisent un certain retard de ce courant à la sortie par rapport au courant à l'entrée.

Dans notre représentation, le courant de sortie sera donc représenté par un vecteur OB tel que $OB = K \times OA$, tournant autour de O avec la même vitesse ω et faisant avec OA un angle, constant φ .

Désignons respectivement par u et v ces deux différences de potentiel. On pourra les représenter par les formules

$$u = U \sin(\omega t + \varphi)$$

$$v = V \sin \omega t = KU \cdot \sin \omega t$$

formules qui résument ce qui vient d'être dit.

Donc, dans le cas qui nous occupe, où il n'y a aucun couplage, on recueille seulement à la sortie un courant sinusoïdal, comme celui d'entrée, et de force électromotrice K fois plus forte.

Établissons maintenant un couplage

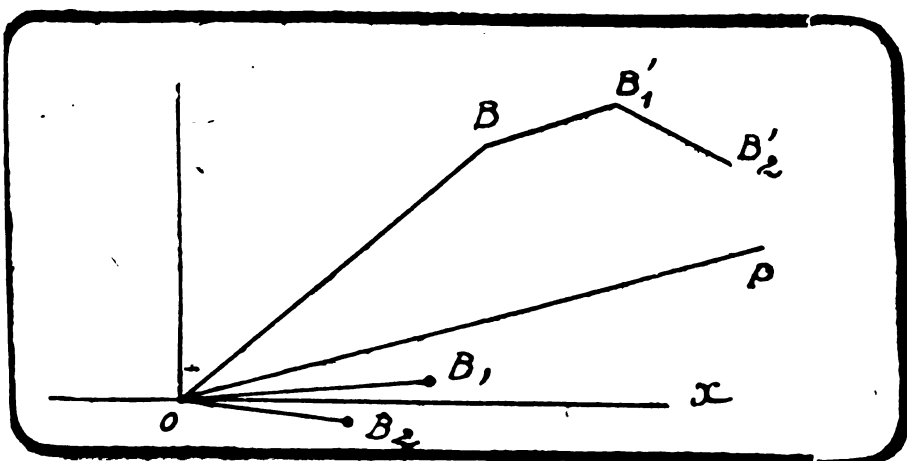


Fig. 3

entre le circuit de sortie et le circuit d'entrée. Il se produira dès lors des phénomènes beaucoup plus complexes que nous allons examiner sommairement.

Par suite du couplage, les variations de l'intensité du courant dans le circuit de sortie induisent dans le circuit d'entrée une force électromotrice variable, qui vient s'ajouter à la différence de potentiel établie entre les bornes d'entrée. Cette nouvelle force électromotrice est évidemment proportionnelle à celle recueillie à la sortie, et présente sur celle-ci un certain retard dû aux organes de liaison. Elle sera donc de la forme

$$u_1 = \frac{KU}{n} \sin(\omega t - \varphi')$$

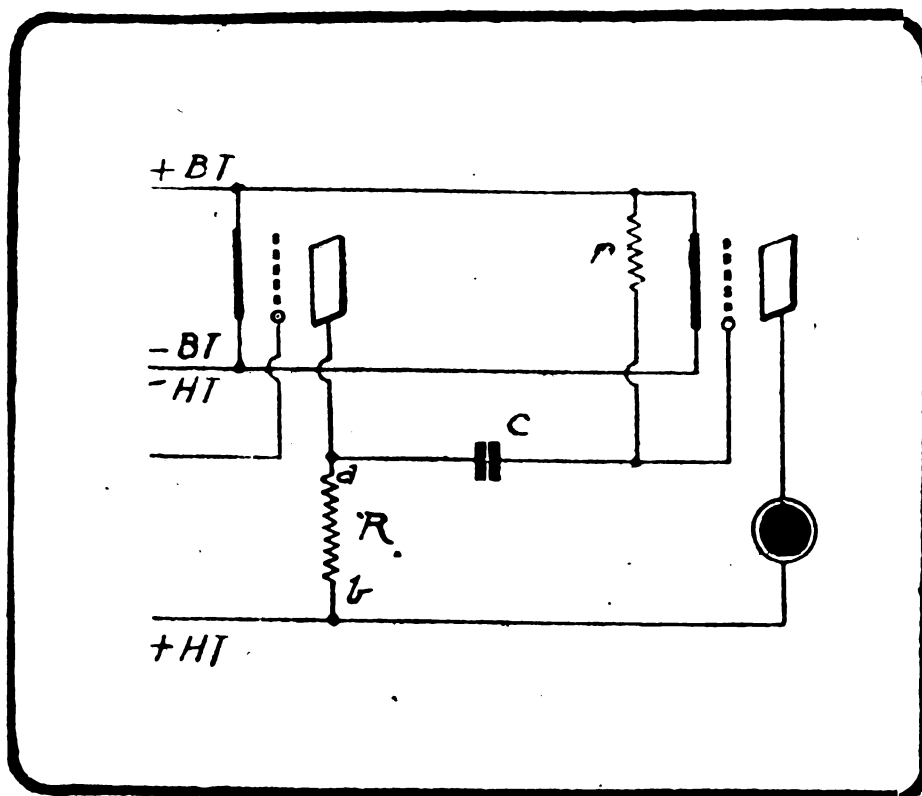


Fig. 4

Elle sera représentée par un certain vecteur OA_1 ayant pour mesure $\frac{KU}{n}$ et faisant avec OB un angle égal à φ' .

Cette nouvelle composante sera amplifiée à son tour K fois, et, de même que la composante OA a donné lieu à une force électromotrice OB, la composante OA_1 donnera lieu à une force électromotrice OB_1 représentée par

$$v_1 = \frac{KU}{n} \times K \cdot \sin[(\omega t - \varphi') - \varphi] \\ = \frac{K^2 U}{n} \sin(\omega t - \psi)$$

les triangles OAB et OA_1B_1 étant évidemment semblables.

Le phénomène se reproduira de même à partir de OB_1 et ainsi de suite.

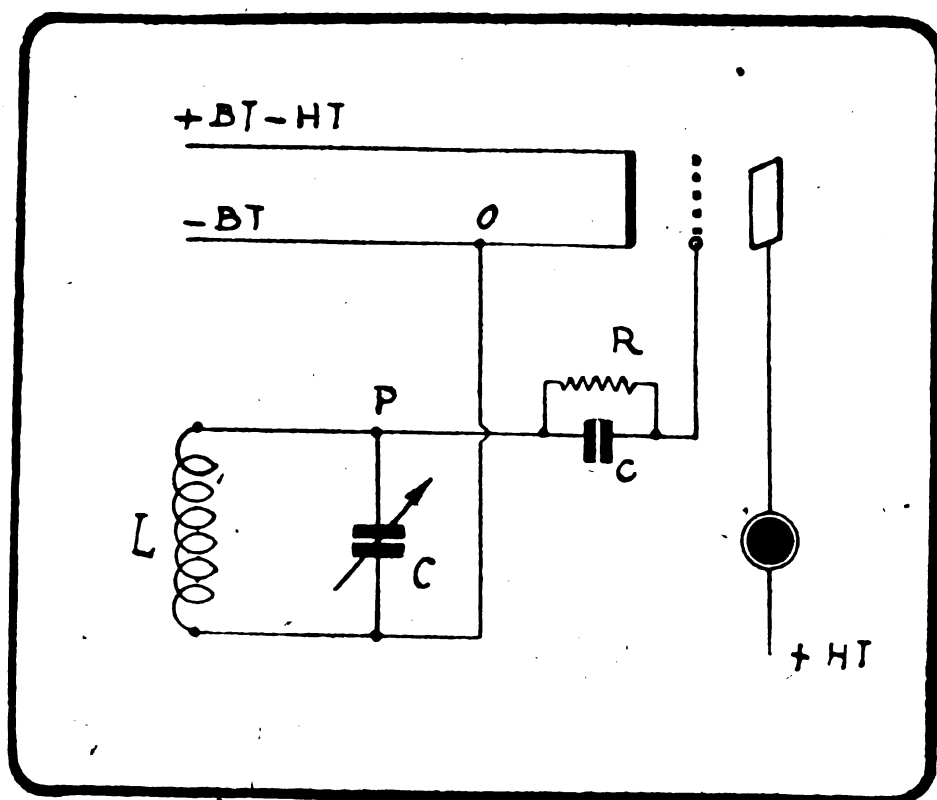


Fig. 8

par un condensateur C. On fixe le potentiel de la grille de cette seconde lampe au moyen d'une résistance de 3 à 4 Ω reliée au + 4.

Quelles sont les conditions optima du fonctionnement d'un amplificateur à résistances ? Le coefficient d'amplification k doit être grand. La résistance ρ filament plaque doit être faible, et la résistance R voisine de 4ρ . Dans ces conditions, la tension réellement appliquée à la plaque de la lampe est

$$u_1 = \frac{\rho}{\rho + R} u$$

si la tension initiale est u , u_1 est sensiblement le cinquième de u . Il serait intéressant d'avoir dans la seconde lampe un courant grille nul, ce qui revient à polariser convenablement cette grille.

II. LA DÉTECTION

Considérons la courbe (fig. 5) représentant la variation du courant i dans un détecteur en fonction de la tension u aux bornes. Le courant i est une fonction de u que l'on représente symboliquement par

$$i = f(u)$$

C'est l'équation caractéristique du détecteur. En l'absence de détection i et u ou des valeurs constantes i_0 et u_0 correspondant au point P.

Plaçons-nous en un point P_0 de la caractéristique où la courbure varie. Lorsque la tension varie de Op_1 à Op_2 ($p_1 p_0 = p_0 p_2$) l'intensité du courant varie de $p_1 P_1$ à $p_2 P_2$. On voit que sa valeur moyenne est plus grande que $p_0 P_0$. En effet

$$\begin{aligned} \frac{p_1 P_1 + p_2 P_2}{2} &= \frac{p_0 P_0 - NP_0 + p_0 P_0 + MP_2}{2} \\ &= p_0 P_0 + \frac{MP_2 - NP_0}{2} \end{aligned}$$

et MP_2 est plus grand que NP_0 , puisque nous nous sommes précisément placés en un point de la caractéristique où la courbure varie.

Il en résulte que le courant obtenu est partiellement redressé.

Utilisation de la courbure de la caractéristique de plaque. — Considérons la caractéristique de plaque (fig. 6). Elle présente une région très courbée. Aménons, au moyen d'un potentiomètre, le point moyen du fonctionnement de la grille dans cette partie courbée.

Ainsi que nous venons de le voir, les variations du courant produites ont

une valeur moyenne différente de zéro. Un courant moyen redressé s'ajoute donc au courant constant primitif dans le circuit plaque.

Supposons que nous ayons à détecter les oscillations du circuit oscillant CL (fig. 7). On l'intercale dans le circuit grille, et on réglera convenablement le potentiel de cette grille au moyen d'une pile et d'un potentiomètre

Utilisation de la courbure de la caractéristique de grille. — Intercalons entre le circuit oscillant et la grille un condensateur shunté (fig. 8). En raison de la présence de la résistance R, le potentiel de la grille est très voisin de celui pour lequel commence le courant de grille.

Soit E la tension de chauffage et i_0 le courant dans le circuit de grille. La différence de potentiel entre la grille et le point O est

$$u_0 = E - Ri_0$$

et i_0 correspond (fig. 9) au point de rencontre de la caractéristique de grille avec la droite

$$u = E - Ri.$$

Si le circuit CL oscille, le condensateur c transmet à la grille les variations de la différence de potentiel entre le point P et le filament. Le potentiel de la grille oscille autour de sa valeur moyenne.

Le point p oscille autour de sa position moyenne. Il en résulte des variations de l'intensité du courant plaque.

La capacité c doit être plus grande que celle de la grille pour pouvoir transmettre à peu près intégralement les variations de potentiel à cette grille, et en même temps assez basse pour que sa réactance $\frac{1}{C\omega}$ dépasse largement la résistance R.

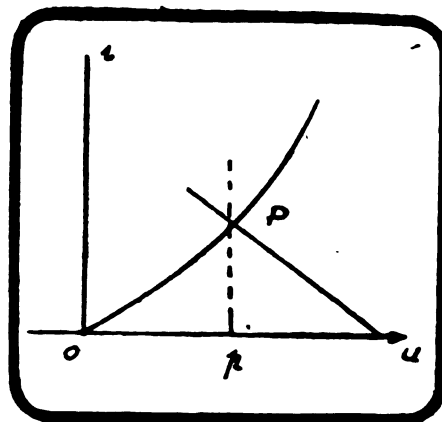


Fig. 9

■ ■ ■ ■ ■

APPAREILS, MÉTHODES ET FORMULES de MESURES

(Suite)

par Jean VIVIÉ, Ingénieur Civil des Mines

■ ■ ■ ■ ■

§ 2. — Appareils de mesures à tubes thermoioniques

GÉNÉRALITÉS SUR LES TUBES THERMOIONIQUES

IL est bon, avant de parler de l'utilisation des tubes thermoioniques dans les circuits de mesures, de rappeler et de préciser leurs propriétés.

Les tubes thermoioniques utilisent le phénomène de *cathode incandescente* qui consiste dans l'émission électronique spontanée des corps portés à l'incandescence : cette émission est expliquée par la théorie cinétique des métaux qui repose sur l'hypothèse suivant laquelle existent à l'intérieur d'un métal des *électrons libres* qui ne gravitent pas autour des noyaux positifs des atomes, mais sont animés d'un

mouvement chaotique résultant des chocs de ces électrons les uns contre les autres. Il s'ensuit que, sous l'action d'un champ électrostatique, les électrons libres sortiront du métal pour suivre les sens des potentiels décroissants, mais ceci à certaines conditions, car entre un métal et le gaz environnant existe une *couche de passage* que l'électron devra traverser ; ou si q est sa charge et U la différence de potentiel à la traversée de la couche, il faudra que l'énergie cinétique de l'électron satisfasse à la condition

$$\frac{1}{2} m \cdot v^2 \geq q \cdot U$$

On augmentera v en élevant la température du métal et on diminuera

U en faisant le vide : de cette façon les électrons libres sortiront et formeront à l'extérieur de la couche de passage un gaz électronique très raréfié.

Sous la forme la plus simple du *Rénotron* (fig. 21) le courant filament plaque pour une température donnée du filament est égal au produit $q \cdot n$ de la charge de chaque électron par le nombre d'électrons émis : l'application des formules de thermodynamique de la théorie cinétique, de la théorie des quanta, ont permis de calculer la valeur du courant thermoionique.

Etant donné qu'une puissance W est dépensée dans le filament, la loi de *Stefan* fait connaître la température T atteinte :

$$W = K \cdot \pi d l \cdot T^4$$

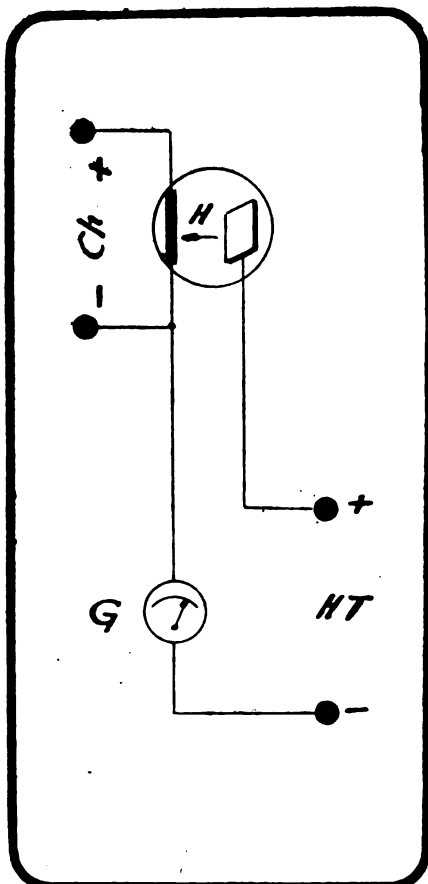


Fig. 21

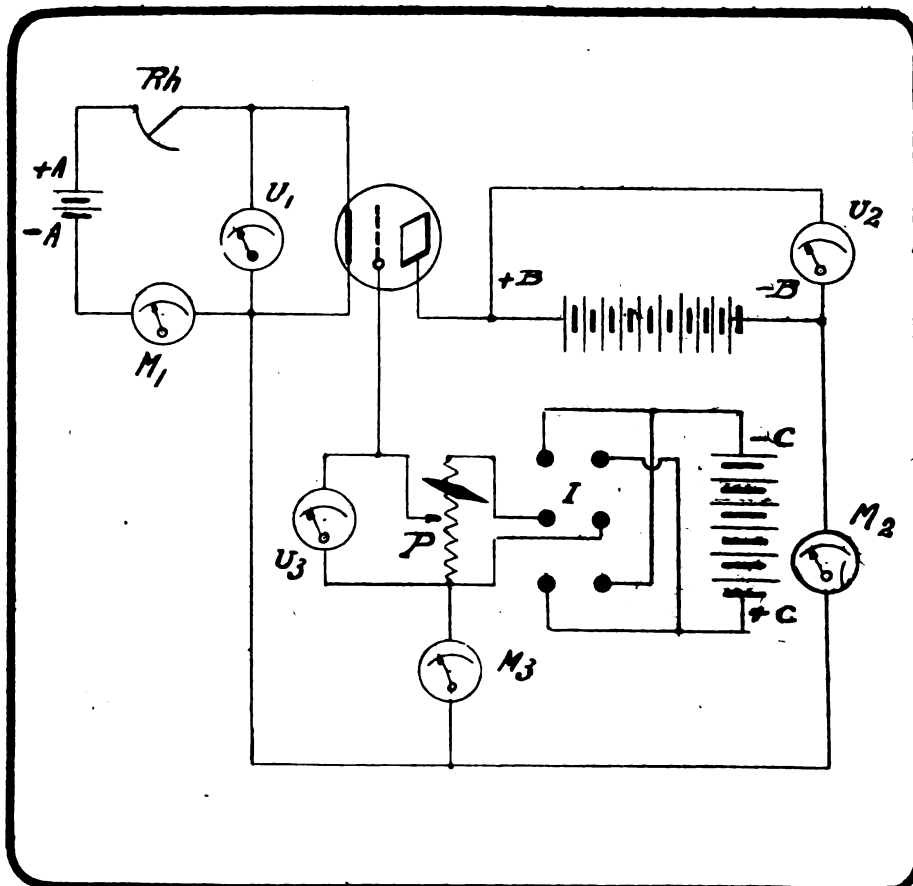


Fig. 22

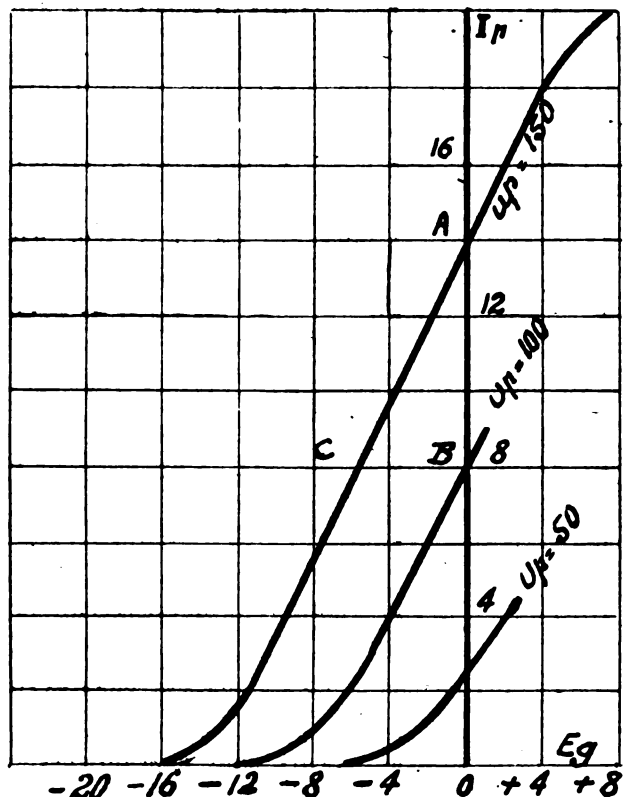


Fig. 23

d et l étant le diamètre et la longueur du filament. La valeur du courant thermoionique à cette température T fut d'abord connue expérimentalement par la formule de Richardson

$$i = A \cdot T^2 e^{-\frac{b}{T}}$$

A et b étant deux coefficients caractéristiques de la nature du filament. Puis, par le calcul, Richardson établit la formule

$$i = A' \cdot T^2 e^{-\frac{b'}{T}}$$

et finalement Dusham arriva à formuler la loi :

$$i = 60,2 T^2 e^{-\frac{b}{T}}$$

qui différait notamment de celle de Richardson par ce fait que A' devenait une constante universelle indépendante de la nature du métal du filament.

Ce fut le tungstène seul qui constitua le filament des tubes à vide pendant de longues années ; quelques chiffres définiront ses propriétés :

densité $d = 20$
résistance rupture $R = 375 \text{ kg/mm}^2$
température fusion $t = 3.000$.
constante $b = 52600$ (Dusham)

courant électronique :

| | |
|----------|---------------------------|
| à 2.000° | $i = 4,2 \text{ ma/cm}^2$ |
| 2.200° | $i = 48,3$ |
| 2.400° | $i = 364,8$ |
| 2.600° | $i = 1.204,4$ |

Quand on chercha à augmenter l'émission électronique, on fut amené à rechercher des substances pour lesquelles le coefficient b était plus faible.

Or, nous avons signalé l'existence d'une courbe de passage entre métal et gaz : c'est une *courbe double* avec sa face positive tournée du côté du métal, et sa face négative vers l'extérieur ; elle est formée des électrons libres qui, s'étant échappés du métal et ayant par suite provoqué excès des charges positives dans le métal, ont subi la loi de l'attraction et sont venus s'accumuler en formant cette couche double.

Or, on démontre que

$$b = \frac{qU}{K}$$

formule où K est la constante des gaz rapportée à l'électron ($1,25 \cdot 10^{-16}$ ergs)... et Richardson a pu établir que la différence $b_1 - b_2$ des constantes de 2 métaux était proportionnelle à leur différence de potentiel au contact : ceci conduit donc à choisir des corps fortement électropositifs.

Mais Langmuir s'aperçut que le tungstène recouvert d'une couche de thorine (Th O_2) donnait une émission

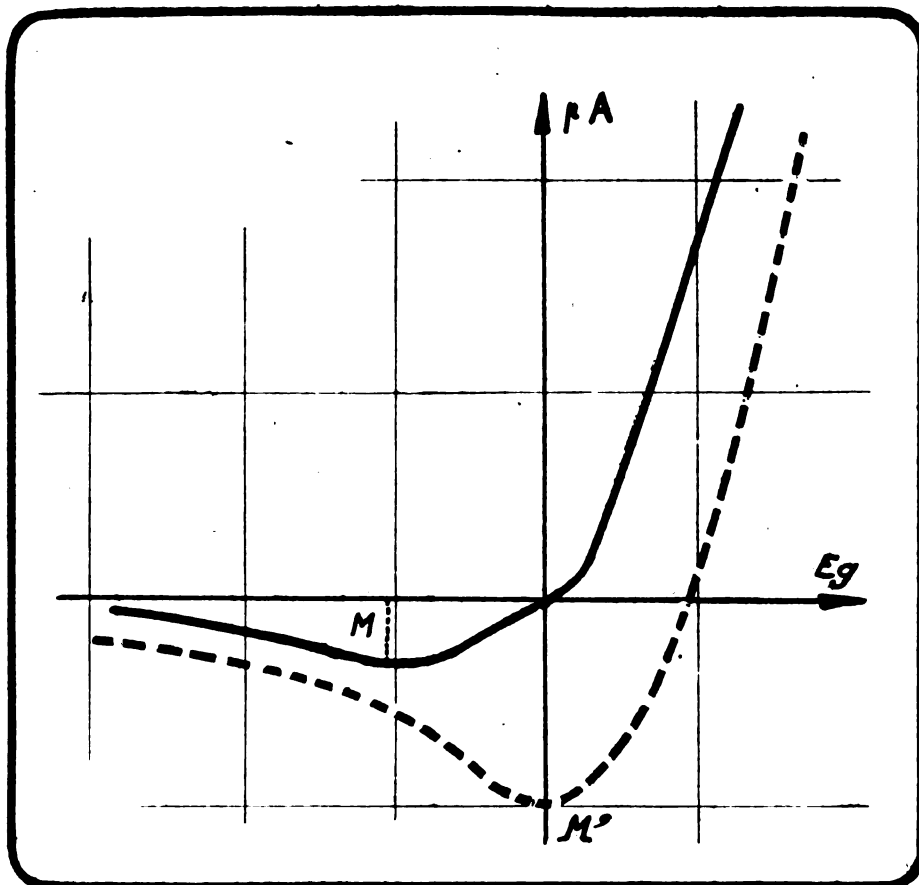


Fig. 24

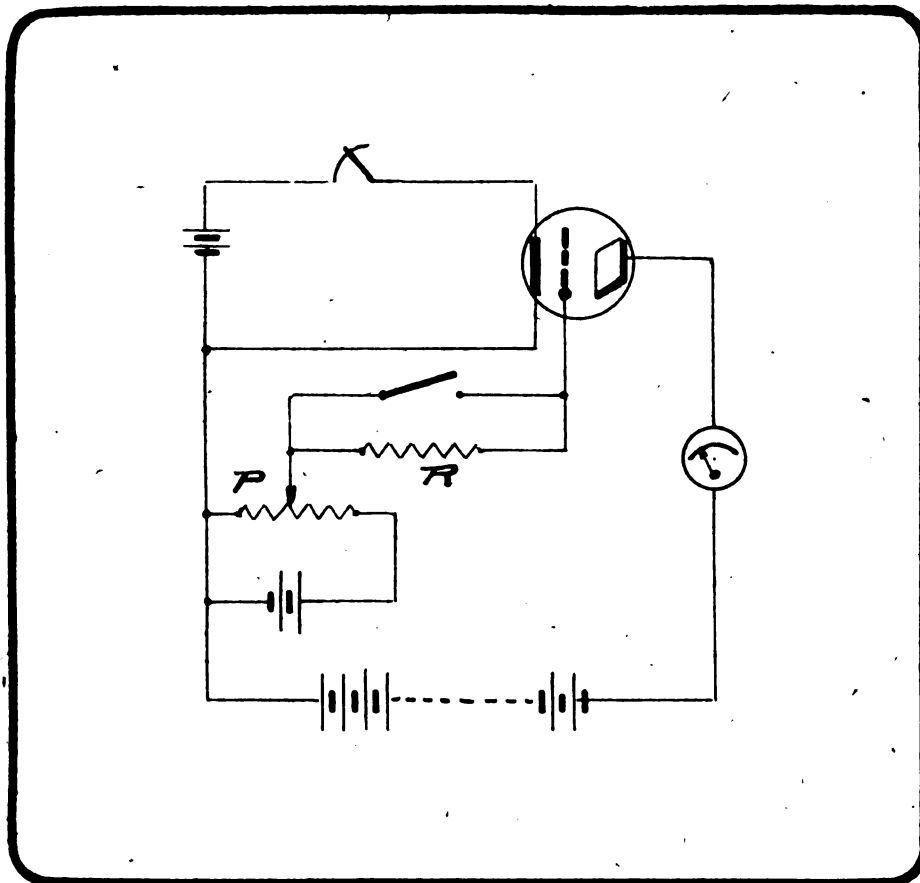


Fig. 25

près de 10.000 fois plus intense : de là naquirent les premières lampes « micro » préparées par le procédé du « flashing » : le filament composé de tungstène, thorine et carbone étant surchauffé quelque temps, la thorine est réduite par le carbone ; le thorium métallique diffuse ensuite à la surface du filament (phénomène analogue à la cémentation) et ce dernier se recouvre d'une couche monomoléculaire de thorium, chaque atome diffusé provoquant à son arrivée en surface l'évaporation des atomes de Th situés à la surface : ces lampes étaient sensibles à la surtension, et de plus des traces de gaz dans l'ampoule diminuaient de beaucoup l'émission : il a donc fallu parfaire le vide et on y est arrivé en volatilissant du magnésium qui vient former sur l'ampoule une couche protectrice ; mais alors l'emploi de tensions plaque trop élevées peut avoir pour conséquence de faire arriver sur le verre des électrons animés d'une grande vitesse et capable de libérer les gaz occlus.

Le filament thorié a été perfectionné en y ajoutant une certaine proportion de carbone. Puis on s'est orienté vers le filament à oxydes, fil de platine et de tungstène avec oxyde de baryum, strontium ou calcium... et c'est, avec les améliorations successivement apportées et malgré une certaine évaporation de la substance active, la lampe à oxyde qui reste la plus utilisée ; toutefois on essaie actuellement de rempla-

cer le filament à oxyde de baryum par le filament au baryum métallique, obtenu en plongeant le support métallique dans des vapeurs de baryum.

Cet exposé sommaire ayant suffi à rappeler les principales propriétés de l'émission électronique des filaments des lampes à vide, nous pourrions passer à l'étude des propriétés des lampes à 3 et 4 électrodes utilisées en T. S. F.

CARACTÉRISTIQUES DES LAMPES A 3 ET 4 ÉLECTRODES

L'étude de l'émission électronique des filaments incandescents avait pu être faite à l'aide du simple Rénotron (fig. 21). L'intercalation entre filament et plaque donna naissance à la lampe à 3 électrodes, relais électrique presque parfait sans inertie : pour en connaître les propriétés, la méthode la plus logique consiste à tracer les *courbes caractéristiques* et à mesurer au moyen de montages appropriés les coefficients de fonctionnement.

Nous sommes donc amenés à exposer les méthodes de mesures spéciales aux lampes de T. S. F., méthodes qui ne sauraient d'ailleurs trouver place ailleurs dans le cadre des mesures de haute fréquence.

Méthode statique

La méthode statique pour l'étude des caractéristiques des lampes de T. S. F.

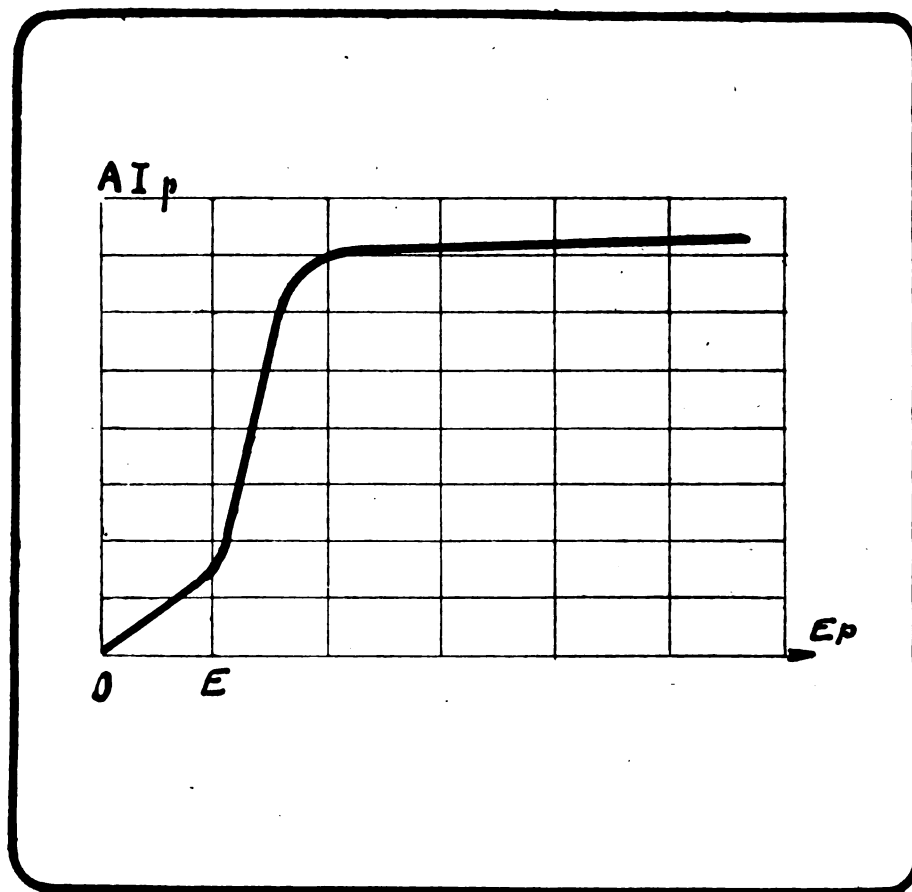


Fig. 26

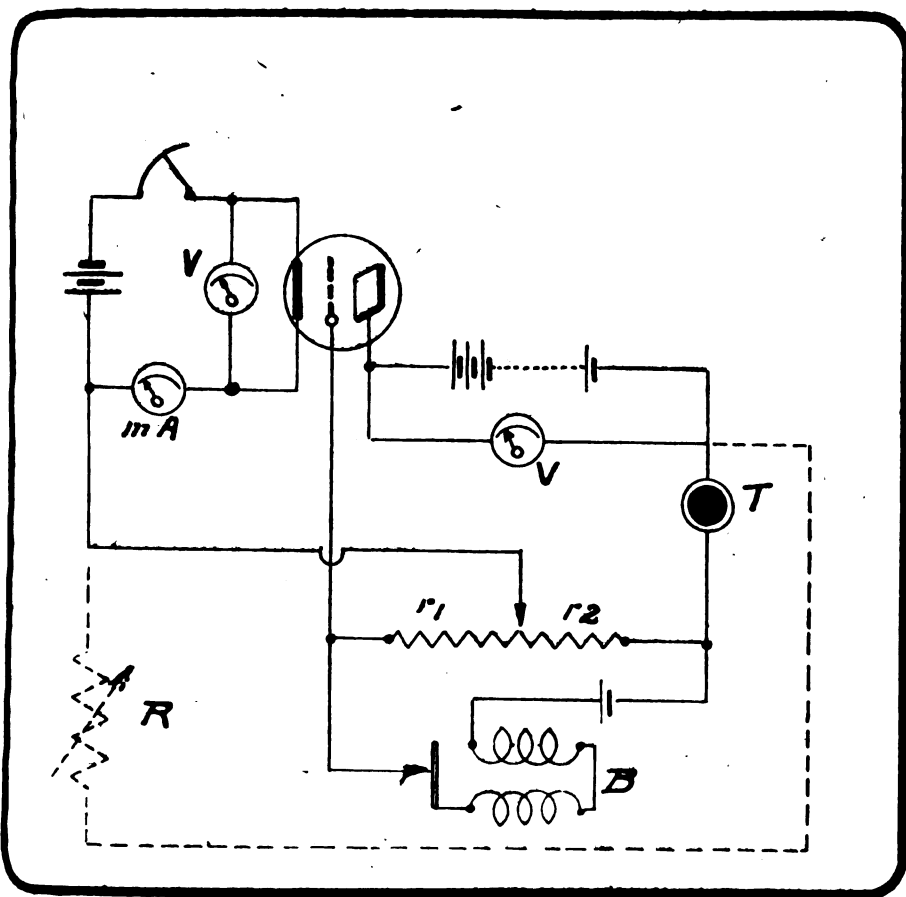


Fig. 27

est certainement la plus intéressante et la plus complète; la figure 22 rend compte du schéma de l'installation : on y voit les batteries de chauffage A, de tension plaque B et de polarisation grille C : le rhéostat Rh (dont la figure sera adoptée sur tous nos schémas afin de faire ressortir plus nettement les résistances des circuits de mesures) règle la tension appliquée au filament; le voltmètre U_1 et l'ampèremètre M_1 donnent la différence de potentiel aux bornes du filament et l'intensité du courant de chauffage. Le voltmètre U_2 fait connaître la valeur de la tension plaque, et le voltmètre U_3 , celle de la polarisation de grille (réglable en signe au moyen de l'inverseur I et en grandeur par le jeu du potentiomètre P). Le milliampèremètre M_2 et le microampèremètre M_3 servent à connaître les intensités des courants grille et plaque.

Les premières courbes tracées seront celles donnant à chauffage constant le courant plaque en fonction de la polarisation grille

$$I_p = f_1(E_g)$$

et ce pour différentes valeurs de la tension plaque. On pourra facilement élever simultanément les caractéristiques du courant grille

$$I_g = f_2(E_g)$$

et les tracer sur un autre graphique.

Des caractéristiques (I_p , E_g) obtenues (fig. 23) on déduit les coefficients principaux du tube à vide : en effet l'intensité j du courant plaque étant fonction de la tension de plaque u et de la polarisation grille e , on peut écrire :

$$j = f(u, e)$$

et :

$$j + \Delta j = f(u + \Delta u, e + \Delta e)$$

Un développement limité nous donne :

$$\Delta j = \left(\frac{dj}{du} \right) \Delta u + \left(\frac{dj}{de} \right) \Delta e$$

équation de la forme :

$$\rho \Delta j = \Delta u + K \Delta e$$

en posant :

$$\rho = \frac{du}{dj}$$

résistance interne (ohms)

$$K = \rho \frac{dj}{de} = \frac{du}{de}$$

facteur d'amplification (volts)

On peut facilement calculer ρ et K

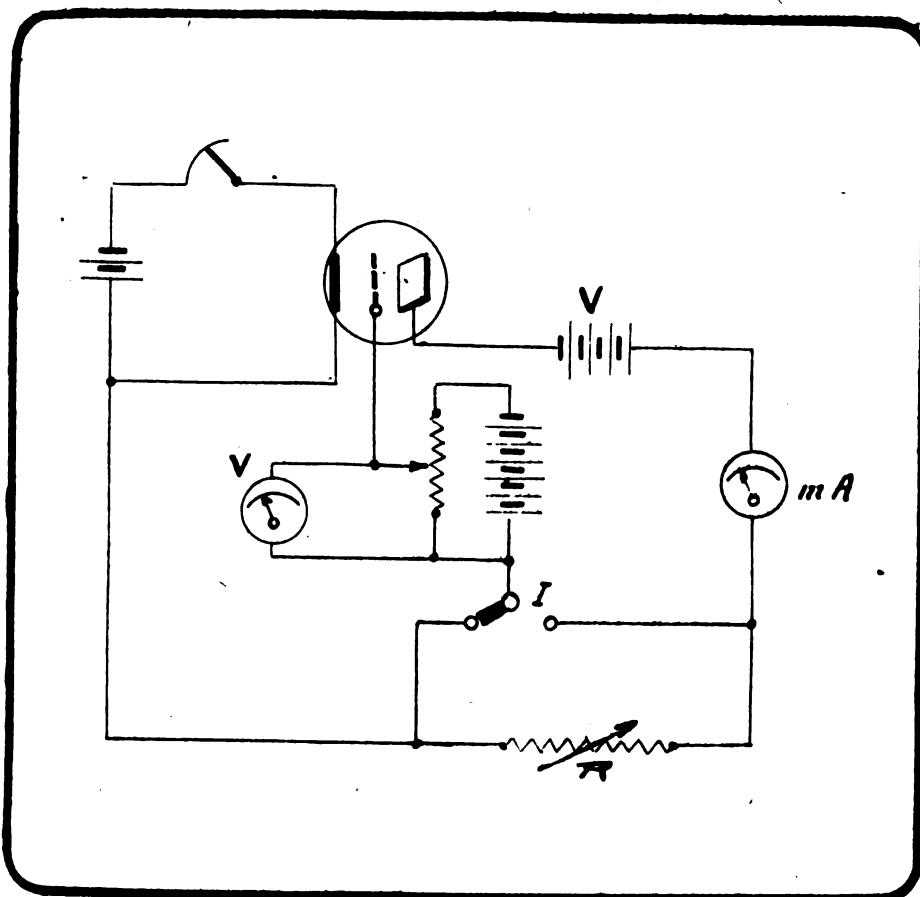


Fig. 28

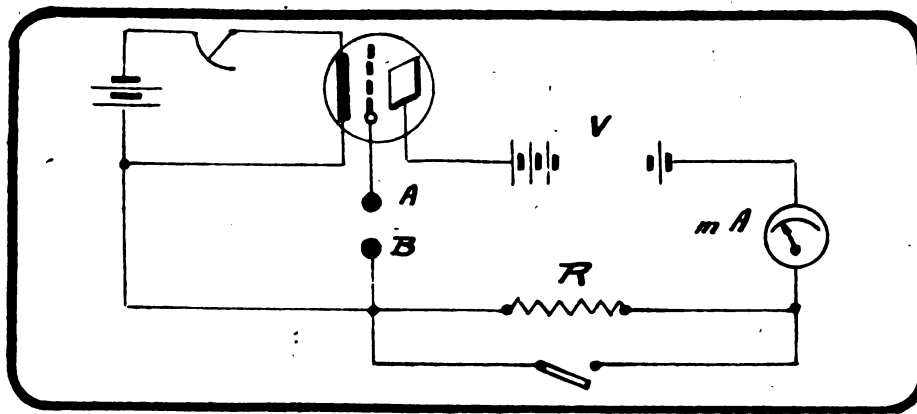


Fig. 29

d'après le réseau des caractéristiques (fig. 23) : en effet pour $E_g = 0$

$$\rho = \frac{du}{dj} = \frac{U'_p - U''_p}{AB} = \frac{150 - 100}{(14,5 - 8) \cdot 10^{-3}} = 7.600 \omega$$

$$K = \frac{du}{de} = \frac{U'_p - U''_p}{BC} = \frac{150 - 100}{5,5} = 9$$

K représentant le facteur qui montre de combien il faut modifier la polarisation de la grille pour une variation de tension plaque donnée afin de retrouver la même valeur du courant anodique.

Outre ρ et R un coefficient est utile à connaître : c'est la *pen*te s de la caractéristique que l'on mesure facilement sur la figure 23 : on voit que pour une variation du potentiel de grille E_g de 4 volts le courant anodique varie dans la partie droite de 5 mA environ, d'où l'on déduit :

$$s = 1,2 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

On doit vérifier la formule simple

$$K = \rho s$$

et l'on trouve dans le cas précédent

$$K = 7.600 \times 1,2 \cdot 10^{-3} = 9,2$$

On pourra enfin chercher l'intensité du courant anodique de saturation, mais en prenant quelques précautions élémentaires : opération menée rapidement pour un filament thorié, avec tension plaque assez faible (25 volts env.) pour un filament à oxydes.

La méthode statique permet encore de tracer une caractéristique très intéressante, celle du courant grille ; mais cette opération exige l'emploi en M_3 d'un microampèremètre sensible.

La courbe obtenue donnant $I_g = f(E_g)$ est représentée figure 24, en trait plein pour les lampes de réception ordinaires, en pointillé pour les lampes de puissance et d'émission.

On remarquera que dans le premier cas un *courant inversé* filament grille

s'établit lorsque la grille est négative par rapport au filament ; autrement dit l'ionisation des traces de gaz que le vide imparfait a laissées dans l'ampoule donne naissance à un courant allant de la grille au filament ; le maximum M est d'autant plus élevé (en valeur absolue) que la lampe est mal vidée : il se produit à $E_g = -2$ volts environ pour les lampes de réception et à $E_g = 0$ pour les lampes d'émission.

Un schéma réalisé dans l'appareil pour essai des lampes de la maison *Chauvin et Arnoux* est celui de la figure 25 : une résistance R de 5 mégohms est insérée dans le circuit grille, le potentiel étant réglé à l'aide du potentiomètre P. La résistance R étant court-circuitée,

on lit la valeur du courant plaque I_p ; on fait une nouvelle mesure I'_p avec la résistance R en circuit ($I'_p < I_p$). La variation de courant plaque $I'_p - I_p$ correspond, la pente étant s , à une variation de potentiel de la grille égale à

$$\frac{I'_p - I_p}{s}$$

Or, cette variation de potentiel de la grille est due tout simplement à la chute de tension provoquée par le passage du courant inverse i_g dans la résistance R... et par suite on déterminera

$$i_g = \frac{I'_p - I_p}{R_s}$$

L'existence du gaz à l'intérieur de l'ampoule ayant été démontrée, on peut chercher à connaître sa nature : Foote y est arrivé en traçant la courbe de saturation qui fait connaître la loi

$$I_p = f(E_p)$$

On constate que la courbe pour un certain potentiel E se relève brusquement (fig. 26) : c'est la valeur du potentiel d'ionisation qui est caractéristique de la nature du gaz polyatomique que renferme l'ampoule (voir Etudes de A. Kirilloff).

Méthode dynamique

La méthode dynamique connue sous le nom de méthode du pont de Miller

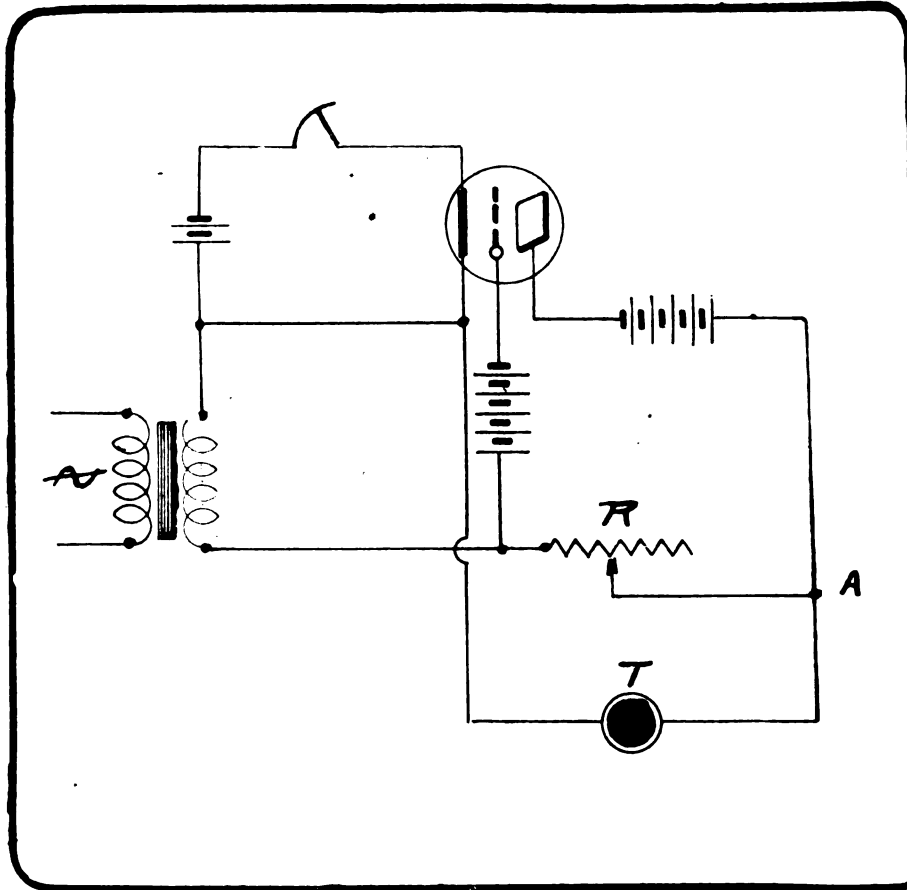


Fig. 30

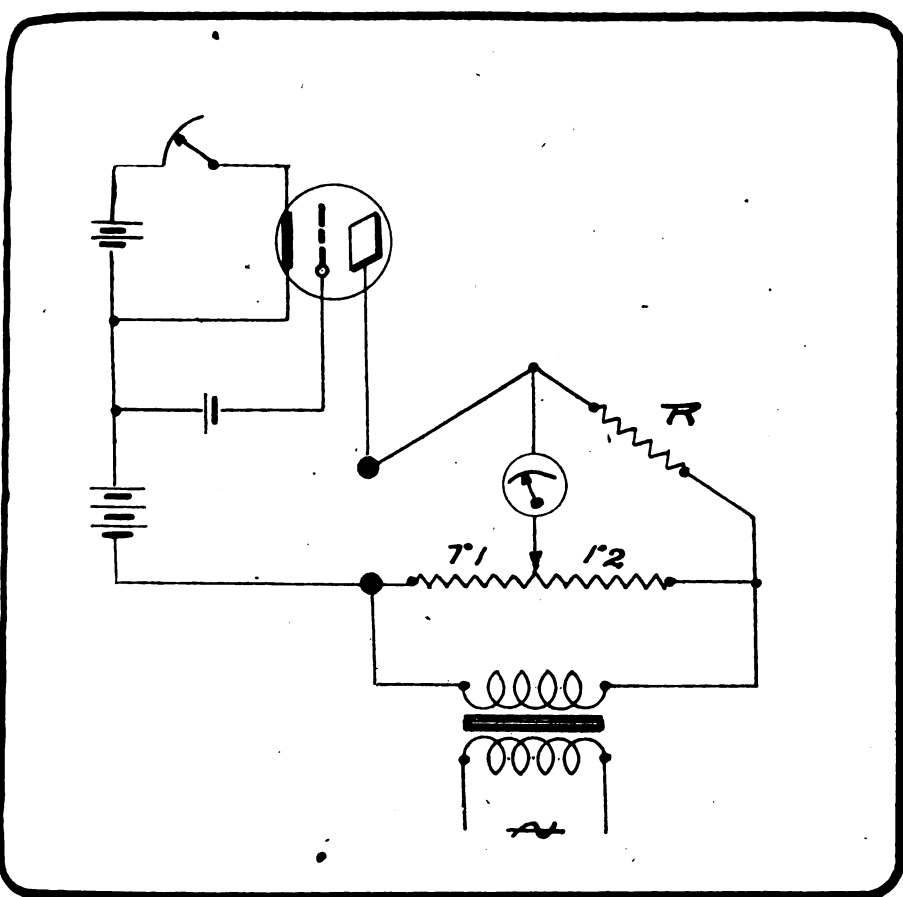


Fig. 31

est donnée dans le schéma de la figure 7 : elle consiste à régler les résistances r_1 et r_2 d'un potentiomètre de façon à amener le téléphone T au silence : le potentiomètre est alimenté par le courant à fréquence musicale fourni par un buzzer B.

A l'équilibre du pont, on a :

$$r_1 i = K r_2 i$$

où le facteur d'amplification

$$K = \frac{r_1}{r_2}$$

Plaçant alors le potentiomètre au point milieu ($r_1 = r_2$), on met en circuit la résistance R qui shunte r_2 et T : pour rétablir le silence en T il faut que l'on ait :

$$r_2 i = R j$$

étant le courant dans le potentiomètre, j le courant anodique. L'équation générale : $\rho j = v + R u$ permet d'écrire :

$$-R j + K r_1 i = -R j + K R \frac{r_1}{r_2} j$$

ou l'on tire :

$$\rho = R \left(K \frac{r_1}{r_2} - 1 \right)$$

Comme on le voit, la méthode de Miller est commode, mais n'apprend pas grand'chose. On peut utiliser d'ailleurs les schémas d'Appleton qui sont encore plus commodes, opérant en courant continu : abaissons l'inverseur I de la figure 28 à droite, réunissant ainsi la grille au pôle négatif de la H. T.

La résistance R_1 étant connectée entre grille et filament, la tension grille est $R_1 j$ et la tension entre plaque et filament est $U - R_1 j$; l'équation générale de la lampe s'écrit alors :

$$\rho j = U - R_1 j - K R_1 j$$

Abaissant I vers la gauche, la tension grille devient nulle, la grille étant reliée directement au filament :

On a donc :

$$\rho j = U - R_1 j$$

en prenant soin d'ajuster la valeur de la résistance variable R de façon à avoir la même valeur du courant plaque j que précédemment.

Des deux relations on déduit :

$$K = \frac{R_2 - R_1}{R_1}$$

■ ■ ■ ■ ■

Le schéma de la figure 29 permet de mesurer facilement la résistance interne : AB étant court-circuité et R mis en circuit, on obtient un courant plaque j et l'on a comme précédemment

$$\rho j = U - R j$$

Court-circuitant R on obtient évidemment :

$$\rho j = U + K u$$

Insérant alors en AB une résistance connue r , l'équation devient :

$$\rho j_1 = U - r j_1 + K u$$

le courant plaque ayant changé de valeur.

De ces 3 équations on tire par substitutions :

$$\rho = \frac{R j_1}{j - j_1}$$

Si on dispose en R de la résistance réglable de la figure 28, on eût pu régler R de façon à avoir

$$j_1 = \frac{j}{2}$$

d'où l'équation se réduit à

$$\rho = R$$

Signalons encore la méthode de Barkhausen représentée par le schéma de la figure 30 et qui permet de mesurer rapidement la pente s : le mode opératoire consiste à faire varier la résistance R jusqu'à n'entendre plus aucun bruit du téléphone T ; à ce moment les variations de potentiel du point A sont nulles : si donc u et v sont les potentiels grille et plaque, on a la série d'égalités :

$$\Delta v = 0$$

$$\rho \Delta i = K \Delta u$$

$$R \Delta i = \Delta u$$

On en déduit

$$\frac{\Delta i}{\Delta u} = \frac{K}{\rho} = s = \frac{1}{R}$$

Enfin certains expérimentateurs utilisent pour la mesure de la résistance interne le schéma normal (fig. 31) du pont de Wheatstone : le calcul de ρ se déduit des valeurs des résistances R_1, R_2 au moment de l'équilibre du pont par la relation

$$\rho = \frac{R R_1}{r_2}$$

(A suivre)

Le dernier étage d'amplification

par P. OLINET

■ ■ ■ ■ ■

GÉNÉRALITÉS

LE but final de toute production d'énergie est, par définition, de procurer, dans un circuit donné, un maximum d'effet sous une forme quelconque. C'est ainsi qu'une centrale électrique de nature quelconque est destinée à des services d'éclairage et de force motrice ; mais pour amener, dans les meilleures conditions économiques possibles, le courant à l'usage, on lui fait subir un certain nombre de modifications ayant pour but de l'adapter au mieux aux circonstances successives. Sur la ligne, on augmente la tension pour réduire les pertes ; à la distribution et à la production on travaille sous tension réduite pour obtenir des installations plus pratiques.

En radiotechnique on agit un peu de même ; pour assurer une propagation aux impulsions destinées aux actions sur le récepteur, on transforme l'énergie continue en oscillations à haute fréquence ; à l'arrivée, on retransforme celle-ci ou, mieux, on dépouille les ondes acoustiques de leur support électrique qui les ont transportées dans l'espace ; c'est le rôle de la détection ; finalement, on recherche la mise en œuvre d'un transformateur acoustique par lequel le courant électrique est traduit en ondes mécaniques qui viennent impressionner l'oreille. C'est le problème de l'étage d'amplification final que je crois indispensable pour les raisons que je développerai plus loin.

A l'émission se pose le problème inverse ; je ne le traiterai pas aujourd'hui. Par contre, d'autres considérations sont importantes. L'abondance des oscillations produites dans l'éther et la juxtaposition relative des stations d'émission font une impérieuse nécessité pour les émetteurs de respecter strictement la longueur d'onde qui leur est attribuée. C'est le problème le plus aigu actuellement. La mise au point des oscillateurs contrôlés par quartz est, sans contredit, la solution idéale du problème ; deux difficultés se rencontrent pourtant dans la mise en œuvre de ce procédé :

D'une part, la puissance contrôlée ainsi est petite et toutes les stations d'émission rayonnent une énergie assez considérable ;

D'autre part, il y a production d'harmoniques par la nature même du travail de cristal.

Il s'impose donc de procéder à une amplification à haute fréquence entre l'émetteur proprement dit et l'aérien dans le double but :

a) D'amener la puissance à une valeur convenable ;

b) De réaliser une meilleure syntonie à l'émission.

On remarquera que cette manière de procéder a l'agréable avantage de permettre une amplification de modulation beaucoup plus réduite.

Je voudrais examiner ces deux questions spéciales de l'amplification :

A. Alimentation d'un haut-parleur ;

B. Alimentation d'un aérien par un poste pilote.

On me permettra, auparavant, de donner un schéma de poste pilote que j'ai eu l'occasion d'essayer et qui est fort séduisant ; il est extrêmement simple et permet des résultats intéressants.

Pourquoi un poste pilote ?

Les raisons qui militent en faveur de l'adoption d'un poste pilote sont les suivantes, indépendamment de celles que j'ai déjà rappelées plus haut :

a) La fixation de l'antenne est toujours telle qu'il peut y avoir des variations dans les constantes géométriques ; pour une excitation directe, il y a toujours réaction sur l'émetteur, d'où modification de la fréquence

émise. On peut assimiler ceci à ce qui se passe dans une machine électrique à auto-excitation par rapport aux actions réalisées dans un ensemble auto-exciteur. Le circuit d'utilisation n'a aucune réaction (ou tout au moins plus réduite) sur la machine ;

b) La lampe amplificatrice ne travaille que dans ce but et, comme nous le verrons dans un prochain article, on obtient d'elle, avec les mêmes conditions d'usage, un bien meilleur rendement ;

c) Enfin, cette spécialisation des fonctions est une condition tout à fait moderne d'une bonne installation.

L'utilisation d'un poste pilote permet, en outre, et ceci est une considération intéressante, un très rapide changement de la longueur d'onde d'émission. Il me souvient que, dans le temps où les arcs étaient à la mode (faute de grives, on mange des merles), un des gros reproches faits à ce générateur de courant à haute fréquence était justement ce travail en direct sur l'aérien. D'ailleurs, les efforts faits avec les postes à ondes amorties, pour éviter ceci, sont présents à la mémoire de tous et me dispensent de prolonger outre mesure ce plaidoyer en faveur d'une cause qui est gagnée d'avance à cause de son évidence.

SCHEMA D'UN POSTE PILOTE.

La figure 1 représente un schéma de poste pilote très simple et que je n'ai jamais rencontré. Comme je viens de le rappeler, une des très grosses supériorités de ce dispositif est de séparer très nettement les fonctions.

Ce schéma consiste essentiellement en ceci : une lampe bigrille montée comme suit :

Dans le circuit de plaque, il y a, en série, un enroulement R de réaction sur le circuit oscillant, c'est par ce moyen que l'on obtient l'entretien des oscillations ; et ensuite un bobinage de liaison avec l'amplificateur ;

Dans le circuit de la grille extérieure ou oscillatrice, un circuit oscillant L dans lequel sont produites les oscillations grâce au report d'énergie dû à R ;

Dans le circuit de la grille auxiliaire, on monte le dernier étage de l'amplificateur microphonique M.

Je rappelle que, comme je l'ai montré d'autre part, on peut entretenir des oscillations dans un tel dispositif en adoptant la figure 2. Dans celle-ci, l'enroulement de réaction R est supprimé ; le circuit oscillant est reporté dans la grille intérieure qui est reliée à un point de la source à haute tension.

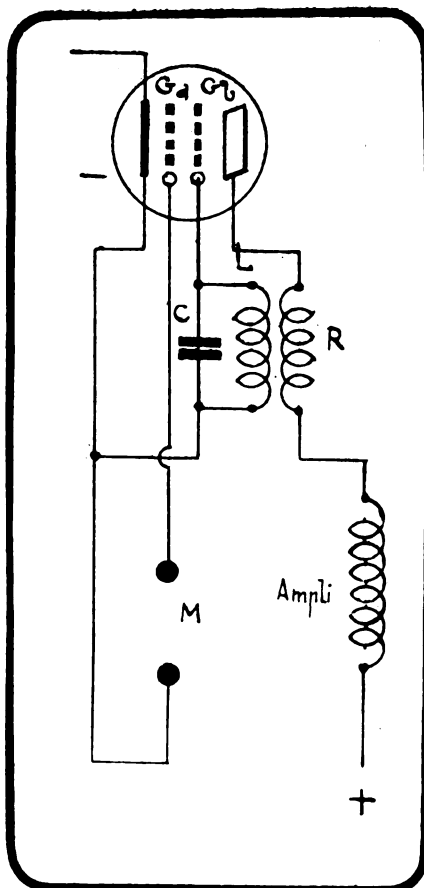


Fig. 1.

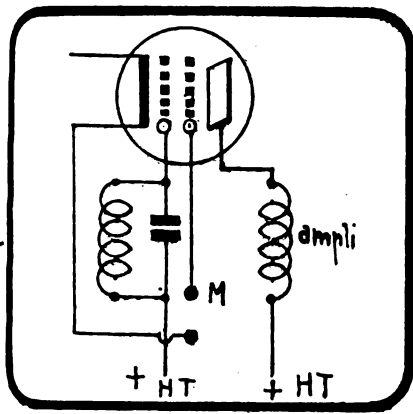


Fig. 2.

Grâce à un phénomène de résistance négative, on peut arriver à l'entretien.

Dans les deux cas, la constance des oscillations sera assurée par un dispositif à cristal de quartz, suivant le schéma bien connu (ou un des schémas) utilisé pour les lampes à trois électrodes.

Je n'insisterai pas davantage sur ce schéma, car il sort un peu du sujet qui m'intéresse aujourd'hui :

A. L'ALIMENTATION D'UN HAUT-PARLEUR

a) Conditions du problème.

L'alimentation d'un haut-parleur ou d'un téléphone est le but final de la réception radiotéléphonique ; il ne faut pas généraliser ceci ; d'une part, en effet, en télégraphie, on se sert du courant incident pour la mise en œuvre d'appareils inscripteurs ; d'autre part, les systèmes de phototélégraphie sont bien près d'être entre les mains de tout le monde.

On peut, sans craindre d'être contre-dit, affirmer que deux haut-parleurs sont toujours différents et, d'un modèle à un autre, on relève des écarts tant mécaniques qu'électriques ou acoustiques qui sautent aux yeux de tout le monde ; d'un autre côté, les lampes employées pour alimenter ces appareils sont aussi très différentes. Ceci posé, comment peut-on faire agir le dernier tube sur le haut-parleur pour que l'on obtienne l'efficacité et la pureté maxima ? Bien entendu, cette question est relative à un tube et à un appareil.

b) Solutions.

La première solution consiste à intercaler purement et simplement le haut-parleur dans le circuit de plaque ; on rencontre, en agissant ainsi, les nombreux inconvénients suivants :

1° Le courant continu traverse l'enroulement actif ; à supposer que le sens des connexions soit bon, l'attraction permanente de la membrane — que ce soit un électro-magnétique ou un électro-dynamique — dépend de l'intensité du courant, donc du type de lampe et de l'alimentation employée ;

il s'ensuit que le fonctionnement ne sera bon que pour des conditions exceptionnelles ;

2° Le passage du courant continu dans l'enroulement provoquera toujours une chute de tension ;

3° Enfin, le récepteur est relié à la source haute tension directement ; il en résulte une influence notable du corps de l'écouteur sur les réglages.

Deux autres solutions se présentent alors à l'esprit ; elles sont représentées par la figure 3, A et B. Je les étudierai plus longuement tout à l'heure.

c) Constantes de l'écouteur téléphonique.

Avant de commencer cet exposé, il me paraît important de bien préciser les constantes d'un récepteur téléphonique ; on peut remplacer un tel ensemble par une combinaison représentée par la figure 4 et qui comprend :

1° Un enroulement ayant un coefficient de self-induction égal à L_1 ; c'est l'élément actif proprement dit, c'est grâce au passage du courant dans celui-ci qu'il y a mouvement de la membrane et transformation du courant en sons.

2° Une capacité égale à C_1 ; celle-ci est due à la réalisation de l'enroulement ; c'est la capacité répartie entre spires ;

3° Enfin, une résistance R_1 en série avec L_1 ; cette résistance représente tant les pertes électriques (ohmiques, dans le noyau de fer, etc.), que mécaniques (frottement de la membrane).

À titre d'indication on peut admettre des valeurs de l'ordre suivant :

L_1 allant de 0,5 à 2 henrys ; C_1 de 0,01 à 0,1 millième de microfarad ; R_1 de 1.000 à 6.000 ohms.

Les résonances sont toutes en dehors et au-dessus de la gamme de réception ; on peut donc admettre, sans se tromper beaucoup, pour les fréquences normales, que le courant passe par L_1 et R_1 en négligeant C_1 ; ceci revient à écrire que

$$L_1 \omega \ll \frac{1}{C_1 \omega}$$

ω étant la pulsation de la fréquence écoutée.

Pour nous rendre compte de l'ordre

de grandeur de l'erreur ainsi commise, il est intéressant pour une fréquence moyenne 1.000 par exemple, où :

$$\omega = 6.500.$$

de calculer la capacité limitée

$$C_1 \ll \frac{1}{L_1 \omega^2}$$

Je prendrai :

$$L_1 = 0,5 \text{ henry}$$

on a donc :

$$L_1 \omega^2 = 0,5 \times 4\pi^2 \times 10^6 = 2.10^7$$

Il faut donc réaliser :

$$C_1 \times 0,5.10^{-7} \text{ ou } 0,05 \text{ microfarad}$$

On se rend compte que c'est toujours le cas ; à titre d'indication, dans le secondaire d'un transformateur de liaison à basse fréquence, la capacité répartie est de l'ordre du demi-millième de microfarad.

Dans tout ce qui va suivre, je représenterai donc un récepteur téléphonique par ses éléments L_1 et R_1 ; l'impédance sera :

$$Z_R = \sqrt{R_1^2 + L_1^2 \omega^2}$$

d) Emploi d'un transformateur (fig. 3 A).

J'appellerai

V_1, V_2 les tensions aux bornes du primaire et du secondaire du transformateur,

a le rapport de transformation,

i_1, i_2 les intensités des courants.

K_p les constantes de la lampe.

Les équations suivantes se déduisent immédiatement de l'examen de la figure :

$$V_1 = ku - p i_1$$

$$i_1 = a i_2$$

$$V_2 = a V_1$$

$$V_2 = Z_R i_2$$

u étant l'amplitude de la tension de grille, et Z_R représentant l'impédance du récepteur téléphonique qui se réduit, pour sa majeure partie, à la résistance R_1 . En combinant ces différentes équations

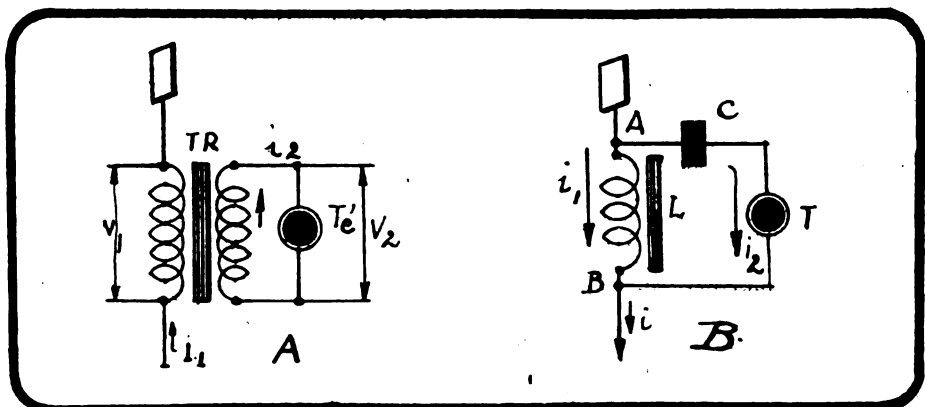


Fig. 3.

tions, le courant dans l'appareil téléphonique est défini par l'équation :

$$i_2 = \frac{V_2}{Z_R} = \frac{aV_1}{Z_R} = \frac{a}{Z_R} (ku - \rho i_1) \\ = \frac{aku}{Z_R} - \frac{a^2 \rho}{Z_R} i_1$$

d'où :

$$Z_R i_2 = aku - a^2 \rho i_1 \\ i_2 (Z_R + a^2 \rho) = aku \\ i_2 = \frac{aku}{Z_R + a^2 \rho}$$

Le courant, en passant dans l'impédance Z_R , libère une quantité d'énergie donnée par :

$$\frac{Z_R i_2^2}{2} = \frac{Z_R}{2} \times \frac{a^2 k^2 u^2}{(Z_R + a^2 \rho)^2}$$

Cette expression passe par un maximum quand on a :

$$Z_R = a^2 \rho$$

Cette condition définit le rapport de transformation par l'équation :

$$a^2 = \frac{Z_R}{\rho}$$

L'avantage d'un tel dispositif est, malgré son très grand emploi, assez illusoire ; en effet, on s'arrange bien pour obtenir une énergie maxima dans le circuit intéressant, seulement on néglige toutes les considérations relatives à la pureté de l'audition ; il est impossible pour un amateur d'avoir un jeu de transformateurs de même rapport, mais de constantes différentes pour ajuster au mieux d'une audition le fonctionnement de l'ensemble. On ne peut, pratiquement, corriger aucune distorsion.

Le seul avantage réel que je reconnaisse à un tel montage est l'impédance complète réalisée entre la lampe et le haut-parleur et la source à haute tension ; ils n'ont évidemment aucun point commun et le rendement est meilleur. Je préfère beaucoup la solution suivante :

e) Emploi d'un circuit bouchon (fig. 3 B).

J'emploierai les dénominations suivantes :

V , différence de potentiel aux bornes AB du bouchon ;

Z , l'impédance de l'ensemble des deux dériviatives ;

i , le courant total ;

i_1, i_2 , l'intensité dans chacune des branches ;

$K \rho$, les constantes de la lampe ;

u , l'amplitude de la tension alternative appliquée sur la grille.

On aura successivement, en remarquant que ce que nous rechercherons sera toujours la production d'une quantité maxima d'énergie dans T,

$$V = Zi$$

$$i = i_1 + i_2$$

les lois de combinaison de réactances donnent comme valeur de Z

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2}$$

Z_1 , étant l'impédance de la branche L, on a en écriture imaginaire

$$Z_1 = jL\omega$$

de même l'impédance Z_2 de la branche T est égale à

$$Z_2 = Z_R + \frac{1}{jC\omega} = Z_R - \frac{j}{C\omega}$$

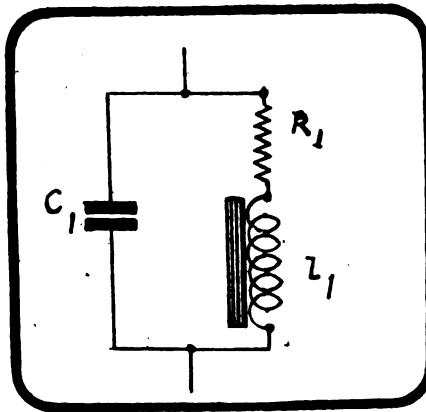


Fig. 4.

on a donc :

$$|Z| = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{jL\omega (Z_R - \frac{j}{C\omega})}{jL\omega - \frac{j}{C\omega} + Z_R} \\ = \frac{jL\omega + \frac{L}{C}}{j(L\omega - \frac{1}{C\omega}) + Z_R}$$

La valeur réelle ressort donc à

$$Z = \frac{\sqrt{\frac{L^2}{C^2} + L^2 Z_R^2 \omega^2}}{Z_R + (L\omega - \frac{1}{C\omega})^2}$$

On remarquera de suite qu'il n'y a aucun inconvénient à ce que la résonance procurée par L et C se trouve dans la région des fréquences à transmettre.

L'énergie A dépensée dans le récepteur T est égale à

$$A = \frac{1}{2} Z_R i_2^2$$

On a, d'autre part,

$$V = ku - \rho i = Zi$$

d'où :

$$ku = i(\rho + Z)$$

Les lois de Rischhoff donnent :

$$i_1 Z_1 = Z_2 i_2$$

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{Z_2}{Z_1}$$

et

$$\frac{i_1 + i_2}{i_2} = \frac{i}{i_2} = \frac{Z_2 + Z_1}{Z_1}$$

d'où on aura :

$$ku = (\rho + Z) \frac{Z_2 + Z_1}{Z_1} i_2$$

les impédances étant en imaginaires.

Il est intéressant d'étudier d'abord la variation de Z en fonction de la fréquence du courant incident ; on déduira de cet exposé la possibilité ou non de négliger ρ devant Z . On constate un maximum autour de la résonance correspondant à

$$L\omega - \frac{1}{C\omega} = 0$$

On pourra toujours s'arranger, et c'est la première condition que je m'impose pour la réalisation :

a) Que Z soit beaucoup plus grand que ρ dans toute la gamme des fréquences à transmettre ;

b) Il suffit pour ceci d'augmenter beaucoup le rapport $\frac{L}{C}$; on remar-

quera qu'on ne peut arriver à ce résultat qu'en augmentant le coefficient de self-induction L et non pas en diminuant C pour que la propagation des courants se fasse normalement dans la branche T, même pour des fréquences assez basses. Ceci est assez contraire à ce qu'on fait souvent ; il faut employer une capacité :

$$C = 2 \text{ ou } 3 \text{ microfarads}$$

et augmenter L autant que possible sans amener la chute de tension continue, par suite de l'intensité relativement importante du courant de plaque de la lampe, à une valeur anormale ; il faut donc un enroulement ayant beaucoup de fer et de cuivre.

On aura donc toujours — d'autant plus que sauf dans les trigrilles de puissance, ρ est toujours petit pour la dernière lampe :

$$L \gg \rho \quad (1)$$

Dans les trigrilles, au contraire, il viendra :

$$\rho \gg Z \quad (2)$$

Dans le premier cas, nous aurons :

$$ku = Z \frac{Z_2 + Z_1}{Z_1} i_2$$

Toutes simplifications faites, on trouve :

$$i_2 = \frac{ku Z_1}{Z(Z_2 + Z_1)}$$

$$= ku \frac{\omega \sqrt{Z_R^2 + (L\omega - \frac{1}{C\omega})^2}}{1 \omega \sqrt{Z_R^2 + \frac{1}{C^2 \omega^2} + Z_R^2 + \frac{1}{C^2 \omega^2}}}$$

$$= ku \omega \times \frac{\sqrt{Z_R^2 + (L\omega - \frac{1}{C\omega})^2}}{\sqrt{Z_R^2 + \frac{1}{C^2 \omega^2} [L\omega + \sqrt{Z_R^2 + \frac{1}{C^2 \omega^2}}]}}$$

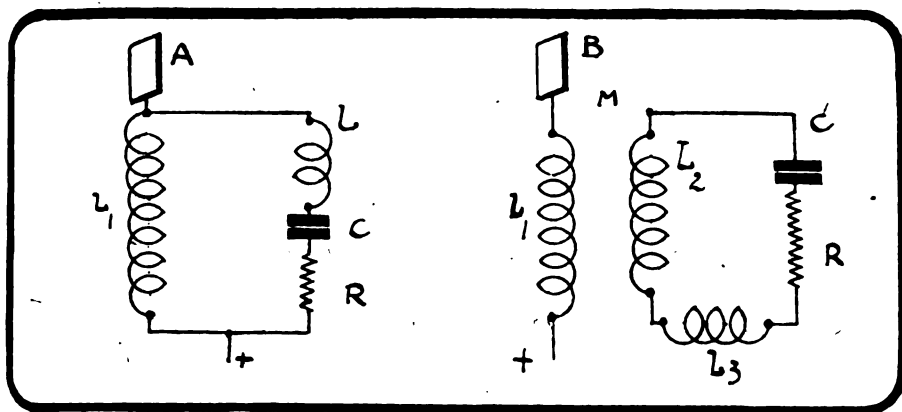


Fig. 5.

La quantité d'énergie dégagée est donc :

$$A = \frac{1}{2} Z_R i_s^2 = \frac{1}{2} Z_R k^2 U^2 \omega^2 \times \frac{Z_R + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}{\left(Z_R + \frac{1}{C^2\omega^2}\right) \left(L\omega + \sqrt{Z_R^2 + \frac{1}{C^2\omega^2}}\right)^2}$$

Nous ne pouvons agir dans tout ceci que sur L et C ; toutes les autres valeurs doivent être considérées comme étant données. On a donc :

$$A = b \times \frac{Z_R + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}{\left(Z_R + \frac{1}{C^2\omega^2}\right) \left(L\omega + \sqrt{Z_R^2 + \frac{1}{C^2\omega^2}}\right)^2}$$

$$b = \frac{1}{2} Z_R k^2 U^2 \omega^2$$

Quand on fait varier L de zéro à l'infini, on trouve :

$$L = 0 \quad A = 0$$

Plus L augmente, plus il est de même de A. Pour mieux étudier ces variations, je ferai l'hypothèse suivante qui paraît absolument admissible ; étant donné que, dans la branche 2, c'est la seule chute de potentiel aux bornes de la lampe (en analogie avec ce qui a lieu dans le circuit de plaque de la lampe), on s'arrangera pour que l'on ait toujours :

$$Z_R \gg \frac{1}{C\omega} \quad (3)$$

On a donc :

$$A = b \frac{Z_R + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}{Z_R^2 (L\omega + Z_R)^2}$$

Dans ce cas, pour $L = \infty$, on a :

$$A = \frac{b}{Z_R^2} = \frac{1}{2} \frac{k^2 U^2 \omega^2}{Z_R}$$

Il y a donc avantage à augmenter L.

Pour C, il faudra tenir compte toujours de la condition (3) qui donnera la limite inférieure de C. Puisqu'il y

a avantage à augmenter le rapport $\frac{L}{C}$ c'est donc la valeur (3) qu'il faudra employer.

Dans le cas des lampes trigrides, où on a :

$$\rho \gg Z$$

il viendra :

$$ku = \rho \frac{Z_2 + Z_1}{Z_1} i_s$$

d'où :

$$i_s = \frac{ku Z_1}{\rho (Z_2 + Z_1)}$$

il faut augmenter le plus possible le rapport $\frac{Z_1}{Z_2 + Z_1}$; or ce rapport B est égal à :

$$B = \frac{Z_1}{Z_2 + Z_1} = \frac{L\omega}{\sqrt{Z_R^2 + \left(L\omega + \frac{1}{C\omega}\right)^2}}$$

Il y a avantage évident à augmenter aussi L.

Le très gros intérêt de ce système consiste en la possibilité pour l'usager de modifier aisément les constantes L et C au cours d'une réception ; on peut même compléter le dispositif par une résistance variable aux bornes de L, ce qui procure l'amplitude désirée. L'emploi d'un tel montage permet de promener la résonance et de la placer dans le spectre d'audition, au point le plus favorable pour contrebalancer les influences néfastes qui se sont manifestées précédemment.

B. ALIMENTATION D'UN AÉRIEN PAR UN POSTE PILOTE

Cette seconde question est très intéressante pour toutes les raisons que j'ai énoncées en commençant ; étant donné toute son ampleur et pour ne pas allonger cet article outre mesure, je laisserai de côté toutes les considérations relatives au rendement ; elles trouveront leur place autre part.

Je traiterai les cas relatifs à la fig. 6. Ce sont les deux plus intéressants :

d'une part, A correspond à l'alimentation directe d'une antenne L R C ou d'un cadre par la dernière lampe ; d'autre part, B est le schéma correspondant :

Soit à l'excitation indirecte d'une antenne ou d'un cadre ;

Soit à la liaison avec un étage d'amplification plus puissant.

Je laisserai ainsi de côté diverses considérations sur la forme des tensions car l'étude du rendement nous conduira à des conclusions indispensables à cet égard et donc inutiles ici.

Je me placerai donc dans le cadre suivant qui sera la réalité au plus près :

Etant donné une lampe de constante k_p sur la grille de laquelle on fait agir des oscillations, que se passe-t-il dans le circuit de plaque ?

On peut simplifier beaucoup le problème ainsi posé en admettant que le point de fonctionnement ne quitte pas la caractéristique statique sur laquelle il se trouve au repos. Le potentiel d'anode v est donc soumis à des variations très petites en fonction des variations du potentiel de grille et du courant d'anode.

Mais le résultat peut rester le même si des variations, relativement grandes, de v se traduisent par un déplacement insignifiant. Ceci se traduit, au point du réseau de caractéristiques, par une famille serrée donc, comme un raisonnement simple le montre facilement, un coefficient d'amplification élevée.

Dans le cas particulier où ceci sera réalisé, c'est-à-dire pour des lampes d'une puissance de l'ordre de 250 watts, on pourra réaliser sur les caractéristiques statiques. Mais, étant donné que la méthode suivante est générale, je n'insisterai pas sur ce cas.

Nous étudierons donc :

a) Les caractéristiques dynamiques, ce qui nous conduira à la détermination de la résistance apparente optimale ; b) je rappellerai le calcul de cette valeur dans le cas des schémas simples vus aujourd'hui ; c) la tension optimale d'excitation à appliquer sur la grille.

Forcément, ces questions seront traitées un peu rapidement ; comme je l'ai dit, elles seront reprises à propos du rendement dans un prochain article. Je voudrais aujourd'hui donner un aperçu de cette question très intéressante, car elle s'applique aussi à l'amplification à haute fréquence.

Les points de départ sont les suivants :

1) Il faut connaître la famille des caractéristiques

$$i = f(u)$$

Quelle que soit l'hypothèse de départ, c'est le seul point expérimental sur lequel on puisse raisonner. Si on ne veut pas traiter mathématiquement le problème, on peut aisément employer une solution graphique ; la construction d'une courbe de courant, connaissant

les caractéristiques et l'allure de la tension de grille, mais sous certaines restrictions, est un problème très amusant.

2) Les éléments originaux de l'alimentation, c'est-à-dire :

La tension de polarisation de grille,

La différence de potentiel de la source de plaque,

qui déterminent la valeur du courant de plaque.

3) L'amplitude de la tension d'excitation appliquée sur la grille; j'ai eu plusieurs fois l'occasion d'insister sur l'importance de cette grandeur, en particulier eu égard à l'alimentation totale en courant alternatif; c'est elle qui impose la polarisation à appliquer sur la grille;

4) Les éléments constitutifs du circuit d'utilisation. Ces éléments se traduisent aisément sous une forme intéressante en faisant appel à la notion de résistance apparente dont j'ai montré toute l'importance en étudiant les caractéristiques dynamiques d'amplification.

En appelant :

v_0 la tension continue d'alimentation de plaque;

v la valeur instantanée de la tension de plaque;

u_1 l'amplitude maxima de la composante alternative, on a évidemment :

$$v = v_0 - v_1 \sin \omega t$$

Mais la détermination de v_1 dépend de l'amplitude du courant de plaque; il faut donc faire une hypothèse de départ.

On remarquera que ces indications expérimentales peuvent être relevées d'une manière satisfaisante avec un appareil très simple : le voltmètre amplificateur. J'ai eu l'occasion de donner des indications à ce sujet dans *L'Antenne* pour une étude de l'alimentation de filaments en courant alternatif.

Pour arriver à des résultats satisfaisants, on est amené à procéder par approximations successives en suivant la marche ci-dessus :

Etant supposée connue l'amplitude maxima u_1 de la tension alternative de grille servant à l'excitation, la tension instantanée de grille est définie par :

$$u = u_0 + u_1 \sin \omega t$$

u_0 étant la tension continue de polarisation.

Connaissant v et u , on peut déduire des caractéristiques la courbe donnant l'amplitude du courant instantané, soit :

$$i = f(t)$$

cette fonction.

On déduit facilement de celle-ci la fonction :

$$i \sin \omega t = f(t)$$

en mesurant la surface pendant une période on a l'amplitude de la com-

posante alternative de l'intensité du courant de plaque I car :

$$Z = \frac{2}{T} \int_0^T i \sin \omega t$$

où T est la période du courant envisagé.

Connaissant i et $\sin \omega t$, on obtient immédiatement la courbe ci-dessus.

Nous sommes donc en possession des valeurs I et V du courant et de la tension de plaque (composante alternative); ces deux valeurs correspondent à une valeur R_1 de la résistance apparente définie par

$$R_1 = \frac{V}{I}$$

mais le circuit d'utilisation a des constantes correspondant à une valeur de la résistance apparente qui peut être différente de R_1 ; on recommence le calcul ci-dessus jusqu'à ce qu'on obtienne une concordance satisfaisante.

Dans le cas où le courant n'est pas sinusoïdal, le problème se complique beaucoup; il faut, en effet, décomposer en série de Fourier et procéder ainsi pour chaque composante.

Il est donc important de se rappeler la valeur de la résistance apparente en fonction des constituants du circuit dans les deux cas qui nous intéressent particulièrement.

Dans le premier cas (fig. 5 A), en posant :

i_1 courant sortant de la plaque;

i_2 courant dans la branche L_1 ,

i_3 intensité dans la branche LRC,

u_1 amplitude de la composante alternative de plaque,

on a :

$$i = i_1 + i_2$$

$$u = i_2 j \omega L_1$$

d'autre part, la règle des courants dérivés de Rischhoff donne :

$$j \omega L_1 i_1 = \left(j \omega L - j \frac{1}{\omega C} + R \right) i_2$$

on en tire :

$$\frac{i_1}{i_2} = j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) + R$$

$$\frac{i_1}{i_1 + i_2} = \frac{j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) + R}{j \omega L_1 + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) + R} = \frac{i_1}{i}$$

il vient finalement :

$$i = u_1 \frac{j \omega (L + L_1) + \frac{j}{C \omega} + R}{R + j \omega L - \frac{j}{C \omega}}$$

Pour obtenir le maximum de courant dans le circuit oscillant, l'ensemble est évidemment accordé sur la pulsation transmise, d'où :

$$\omega (L + L_1) - \frac{1}{C \omega} = 0$$

on a donc :

$$i = i_1 \frac{R}{R + j \left(L \omega - \frac{1}{C \omega} \right)}$$

Le rendement dépendant de la valeur R , il y a toujours intérêt à diminuer R ; on peut donc admettre que

$$R \ll L \omega - \frac{1}{C \omega}$$

cette quantité étant différente de zéro puisque la résonance a lieu aux $(L + L_1)$ et que L est toujours une petite partie de $(L + L_1)$; on a donc

$$i = i_1 \frac{R}{j \left(L \omega - \frac{1}{C \omega} \right)}$$

étant donné la définition de ω , il vient comme valeur de la résistance apparente :

$$|R_a| = \frac{u}{i} = j \omega L_1 C_1 = j \omega L_1 \frac{j \left(L \omega - \frac{1}{C \omega} \right)}{R}$$

on a donc en valeur réelle

$$|R_a| = \frac{-L_1 L \omega^2 + \frac{L_1}{C}}{R}$$

mais étant donné que

$$\omega^2 = \frac{1}{(L + L_1) C}$$

en portant cette valeur ci-dessus, il vient :

$$R_a = \frac{L_1 (1 - LC \omega^2)}{RC}$$

ou finalement :

$$R_a = \frac{L_1^2 \omega^2}{R}$$

Dans le second cas, un calcul analogue montrerait que l'on a :

$$R_a = \frac{M^2 \omega^2}{R}$$

avec :

$$\omega^2 = \frac{1}{L C}$$

en tenant compte que

$$L = L_1 + L_2$$

Dans le cas où on envisage l'excitation d'une lampe suivante, on aurait

$$L_2 = 0$$

Les propriétés des caractéristiques dynamiques étant très importantes, je m'étendrai plus longuement sur cette question.

(A suivre.)



A LA STATION DE HUIZEN (LE STUDIO POHI)



A LA STATION DE HUIZEN (UN DES GROUPES REDRESSEURS)

PHYSIQUE DOCUMENTAIRE

Les radiotélégrammes "Seismo"

Leur interprétation et leur utilité

par E. ROTHÉ, Directeur de l'Institut de Physique du Globe de Strasbourg,

Directeur des Bureaux centraux sismologiques français et international

■ ■ ■ ■ ■

LES amateurs de T. S. F., lecteurs de Q. S. T., ont fréquemment entendu des radiotélégrammes précédés du mot « seismo ».

Ceux qui « ont des lettres » n'ont pas hésité sur leur signification et ils ont compris sans peine qu'il s'agissait des *tremblements de terre*. En effet, le mot *σεισμος* en grec signifie mouvement et l'on donne le nom de séismes aux mouvements de la terre. Mais ces lettrés n'ont peut-être pas toujours compris la signification véritable des chiffres transmis et l'utilité qu'ils peuvent présenter. Et comme il y a quelques semaines je communiquais à la presse scientifique une circulaire du bureau central sismologique relative à la création d'un « seismo » américain, la Direction de Q. S. T., toujours soucieuse de mettre ses lecteurs *entièrement et scientifiquement* au courant, me demanda si, au lieu de donner simplement une traduction du code télégraphique relatif aux tremblements de terre, je ne pourrais pas *expliquer* ce code à ses lecteurs, leur donner une documentation complète sur les signaux internationaux sismologiques. C'est ce que je tente aujourd'hui, très heureux de répondre à l'appel de l'importante publication radiotélégraphique, me souvenant que j'ai été, dès avant la guerre, un des pionniers des applications scientifiques de la télégraphie sans fil (1).

Un tremblement de terre est produit par un ébranlement, explosion ou affaissement, en un point de l'intérieur de la terre, dans l'écorce ou dans le magma sous-jacent, en un *foyer* auquel on donne le nom d'*hypocentre*. Ce foyer peut être plus ou moins pro-

fond : le plus souvent, il est rapproché de la surface et on le confond, en *première approximation*, avec le point où la normale passant par l'hypocentre coupe la surface de la terre (fig. 1). C'est à ce point que l'on donne le nom d'*épicerentre*, et dans cet article, où je négligerai la profondeur du foyer, c'est de l'épicerentre qu'il sera le plus souvent question.

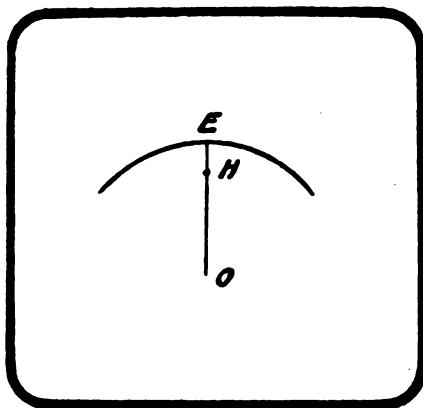


Fig. 1.

Soit donc un ébranlement en E : la théorie de l'élasticité montre que dans tout corps solide deux genres d'ondes peuvent se propager et sont indépendantes entre elles : des *ondes longitudinales* ou ondes se propageant par *compressions et dilatations* successives et *ondes transversales* se propageant sans variation de volume et qu'on appelle des ondes de *cisaillement*.

Les vibrations des ondes longitudinales s'exécutent dans le sens même de la propagation ; les vibrations des ondes transversales sont normales à la propagation (fig. 2). Les vitesses de propagation sont différentes, si bien que les ondes longitudinales arrivent les *premières* dans une station d'observation ; on les désigne par la lettre P, *primæ*. Les ondes transversales arrivent plus tard, ce sont les S ou

secundæ. Les études lentes et patientes des stations sismologiques ont permis d'établir des tables qui indiquent la *différence des temps d'arrivée en secondes correspondant à une distance déterminée*. Il suffit donc, pour connaître la distance d'un épicerentre, de connaître cette différence de temps. Tel est le rôle des sismographes inscripteurs qui fournissent des sismogrammes indiquant par des *impetus* plus ou moins nets le début des P et le début des S (fig. 3). Ces dernières ondes se distinguent des premières non seulement par leur amplitude, leur impetus, mais aussi par leur période, comme l'indique la figure schématique 3. Je me bornerai à donner ici les notions utiles pour la compréhension rationnelle des radiotélégrammes, aussi me garderai-je d'entrer dans la théorie des sismographes, fondés sur le principe de l'inertie et capables d'inscrire le mouvement relatif d'un pendule par rapport au sol. Je renverrai les lecteurs à l'exposé élémentaire que j'en ai déjà donné (2).

Il est bon de pouvoir distinguer le degré de netteté des impetus (très net iP, net P, peu net eP, on dit alors qu'il y a seulement *émersion*), les mêmes symboles sont utilisés pour les S. Dans les télégrammes, des chiffres qu'on verra plus loin permettent de noter ces différents cas.

Les stations bien équipées peuvent, par leurs propres moyens, faire une détermination supplémentaire, obtenir l'azimut ou angle que fait la direction ES avec le méridien de la station (fig. 4). Il faut disposer pour cela de deux appareils jumelés, sensibles, dont le *grandissement* soit bien connu, c'est-à-dire qui permettent de connaître rigoureusement le *mouvement propre du sol* dans deux directions perpendiculaires. Connaissant les impetus initiaux NS et EW, tels que ON₁, OE₁, on

(1) E. Rothé : *Les applications de la télégraphie sans fil* — Berger-Levrault, Nancy-Paris, 5^e édition, 1921.

(2) E. Rothé : *Le tremblement de terre*. Alcan. Paris, 1925.

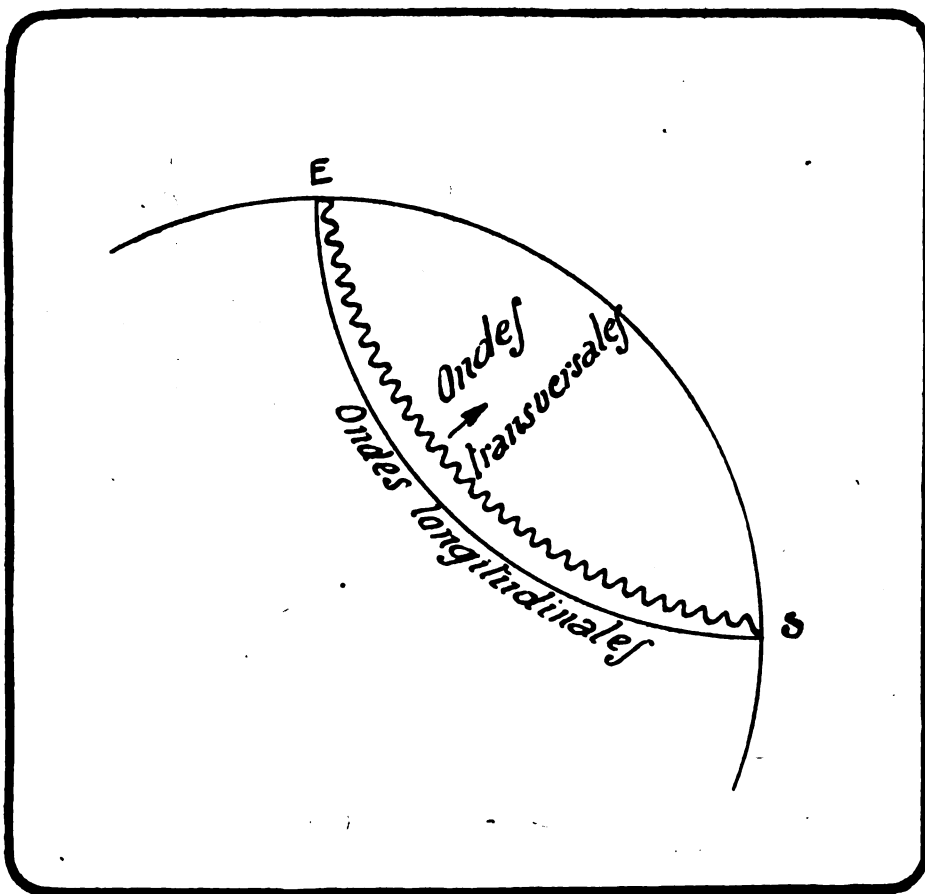


Fig. 2.

en déduit la direction de la vibration initiale OR_1 (fig. 5). Cette vibration est dans le sens de la propagation, ou en sens contraire, suivant que les couches supérieures de l'écorce ont subi une *compression* ou une *dilatation*. Un phénomène d'explosion interne produira une compression, tandis qu'un affaissement amènera, par des appels successifs, une détente comme il peut s'en produire dans un tuyau sonore. Il est donc très important au point de vue de la connaissance des phénomènes internes, cas où le géologue est impuissant, de savoir s'il y a eu compression ou dilatation. On le sait

par l'observation d'une masse suspendue à l'extrémité d'un ressort. Si dans le premier impetus il s'est produit entre le sol et la masse un mouvement relatif de rapprochement, il y a eu compression; s'il s'est produit un écartement, il y a eu dilatation (fig. 6). Et ainsi une station de premier ordre est en mesure de fournir l'azimut de l'épicentre.

Il faut donc d'abord que le code international puisse exprimer tout ce que je viens de dire.

Une complication se présente dans le cas des tremblements de terre très rapprochés. Dans ce cas il existe deux

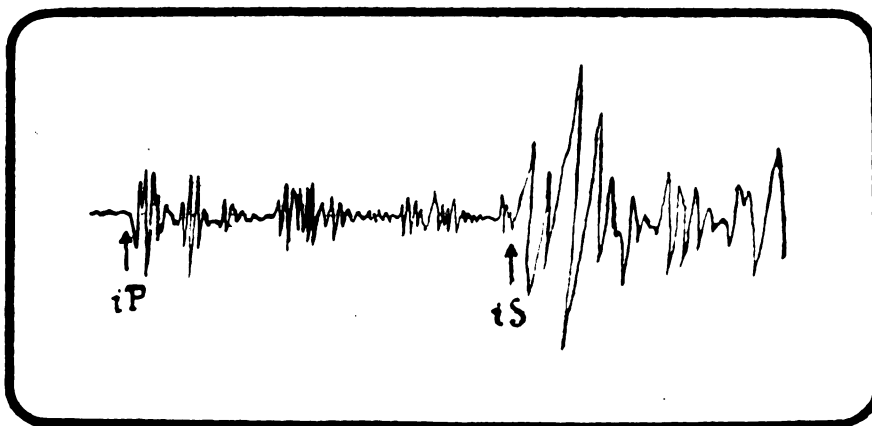


Fig. 3

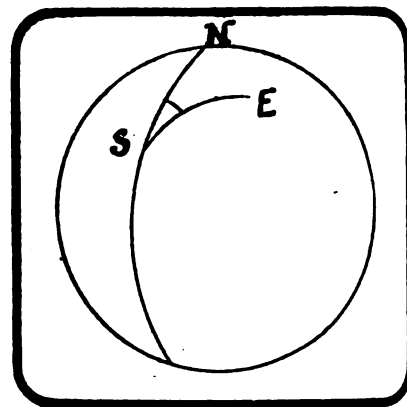


Fig. 4.

sortes de P. Les séismologues ont été conduits à admettre l'existence, à une cinquantaine de kilomètres sous l'écorce, d'une surface de discontinuité. Certaines ondes, que j'appelle à *trajet continu*, restent dans la couche supérieure. On les désigne par la lettre $\bar{P}$ surmontée d'un trait et l'on dit $\bar{P}$ souligné.

D'autres *ondes P normales* ont un trajet mixte au-dessus HA , BS_1 et au-dessous AB de la surface de discontinuité Σ (fig. 7). En une même station S_1 , si elle est rapprochée, les P arrivent avant les $\bar{P}$, parce que la vitesse au-dessous de la surface Σ est bien plus grande et il est possible de déduire la distance ES_1 de la différence des temps d'arrivée entre P et $\bar{P}$. Voilà encore un fait que le code doit pouvoir exprimer.

Enfin, si la séismologie a pris aujourd'hui un rôle essentiellement physique, elle ne saurait pourtant négliger la statistique : les stations doivent connaître et la date et l'heure du phénomène.

**

Un projet de code avait été proposé par le regretté physicien suisse de Quervain, dont la description se trouve dans le tome 1920 du service séismologique suisse (1) et qui avait surtout

1) Jahresbericht 1920 des Erdbebendienstes der Schweizerischen Meteorologischen Zentralanstalt.

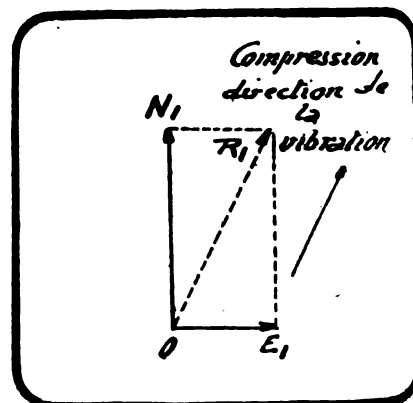


Fig. 5.

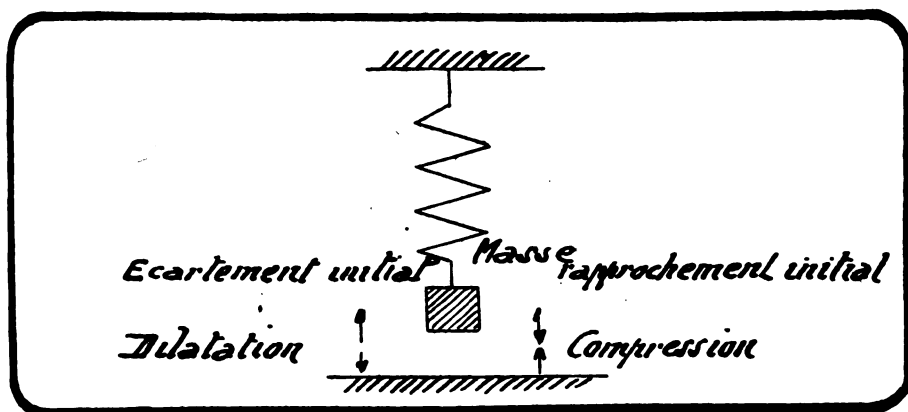


Fig. 6

en vue l'étude des séismes rapprochés. Le bureau central de Strasbourg ne pouvait l'accepter tel quel parce qu'il avait surtout pour tâche la reprise des relations internationales. Après de nombreux échanges de correspondance et de discussions à la conférence de Rome (2-10 mai 1922), l'accord se fit sur le code ci-dessous.

En cas de séisme important, le télégramme se compose de quatre groupes de cinq chiffres :

ddaaap phhmm ssddd D₁D₂DDD

dd = jour du mois (il n'est pas utile d'indiquer le mois dans un télégramme), aa = azimut de l'épicentre de 10° en 10° compté à partir du N vers l'E (01 à 36); quand l'azimut est incertain de $\pm 180^\circ$ (on hésite sur la compression ou dilatation), on ajoute 50 aux chiffres précédents (51 à 86); quand l'azimut est peu sûr (à 45° près) on emploie les chiffres de 91 à 98; quand la détermination n'est pas faite on utilise le chiffre 99; quand on juge la détermination impossible (cas fréquent dans les stations à agitation microsismique intense, voir plus loin), on l'indique par 00.

pp indique le degré de netteté ou la nature des phases P et S (on appelle sur les séismogrammes phases l'ensemble des inscriptions P ou S).

1 impetus très net des ondes P, soit iP.

2 les ondes P et $\bar{P}$ (P souligné) sont nettes.

3 les ondes P sont nettes, mais sans véritable impetus.

4 le début des ondes P est mal défini, soit eP.

Le second chiffre de 5 à 8 concerne la phase S.

5 impetus très net des ondes S, soit iS.

6 les ondes S sont nettes.

7 le début des ondes S est mal défini, eS.

8 la détermination des ondes S est incertaine.

Le chiffre 9 signifie que la phase P ou la phase S ont été troublées par

l'interruption de minute. Toutes les minutes, pour la connaissance parfaite de l'heure, les plumes d'un séismographe à inscription mécanique sont soulevées ou le spot lumineux d'un appareil à inscription photographique est intercepté, autrement dit l'inscription est interrompue et il peut arriver qu'un phénomène se produise précisément pendant l'interruption.

On résume les indications relatives aux deux chiffres pp dans le tableau ci-dessous (1) :

| 1 | 2 | 3 | 4 | Phase P | 9 |
|----|----------------|----|---------|---------|-------------------------------------|
| iP | P et $\bar{P}$ | P | eP | | Troublée par interruption de minute |
| 5 | 6 | 7 | 8 | | 9 |
| iS | S | eS | Incert. | Phase S | Troublée par interruption de minute |

hhmmss = heure, minutes, secondes du début P (temps moyen de Greenwich, quelle que soit l'époque de l'année).

1) Annuaire de l'Institut de physique du Globe de Strasbourg 1921. Notice annexe.

ddd = différence en secondes des heures des S et des P ou temps S — P en secondes.

D₁D₂ = différence en secondes pour les séismes rapprochés des heures correspondant aux $\bar{P}$ et aux P ou temps $\bar{P}$ — P en secondes; dans le cas où cette différence n'est pas nette, D₁D₂ sont remplacés par 99.

DDD = distance en kilomètres des séismes rapprochés. Quand les séismes sont éloignés, il n'y a pas lieu d'envisager $\bar{P}$ — P et dans ce cas :

D₁D₂DDD = distance en kilomètres des séismes lointains.

Il est bon d'ajouter en clair quelques compléments : l'indication de l'épicentre (voir plus loin), ou de la région épicentrale, l'intensité du séisme d'après l'aspect des séismogrammes (car il est souvent possible de se rendre compte du degré, de comprendre à distance qu'un phénomène est catastrophique). Le bureau central demande avec insistance qu'on indique en clair compression ou dilatation. En reportant sur une carte toutes les indications des diverses stations, on a des renseignements instructifs sur la nature du phénomène qui a troublé notre globe

Voici un exemple récent de transmission :

télégramme de la station de Ksara juin 1929 : 09003 68920 13614 08933 ce qui veut dire :

le 9 Détermination de l'azimut impossible P net S net; heure d'arrivée

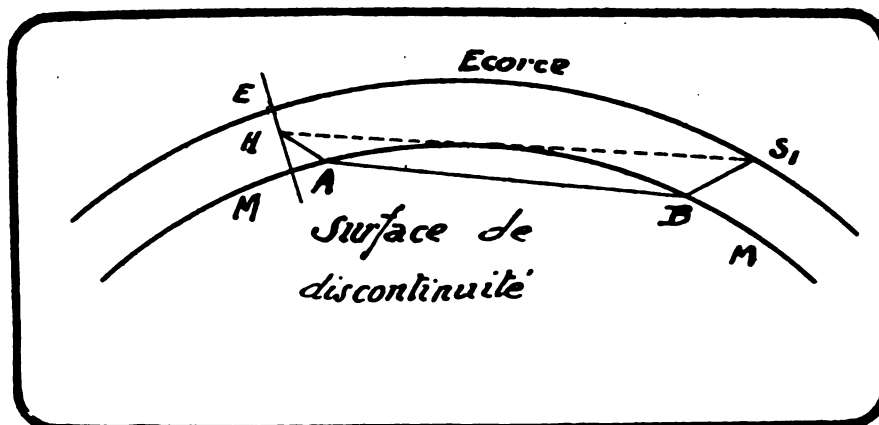


Fig 7

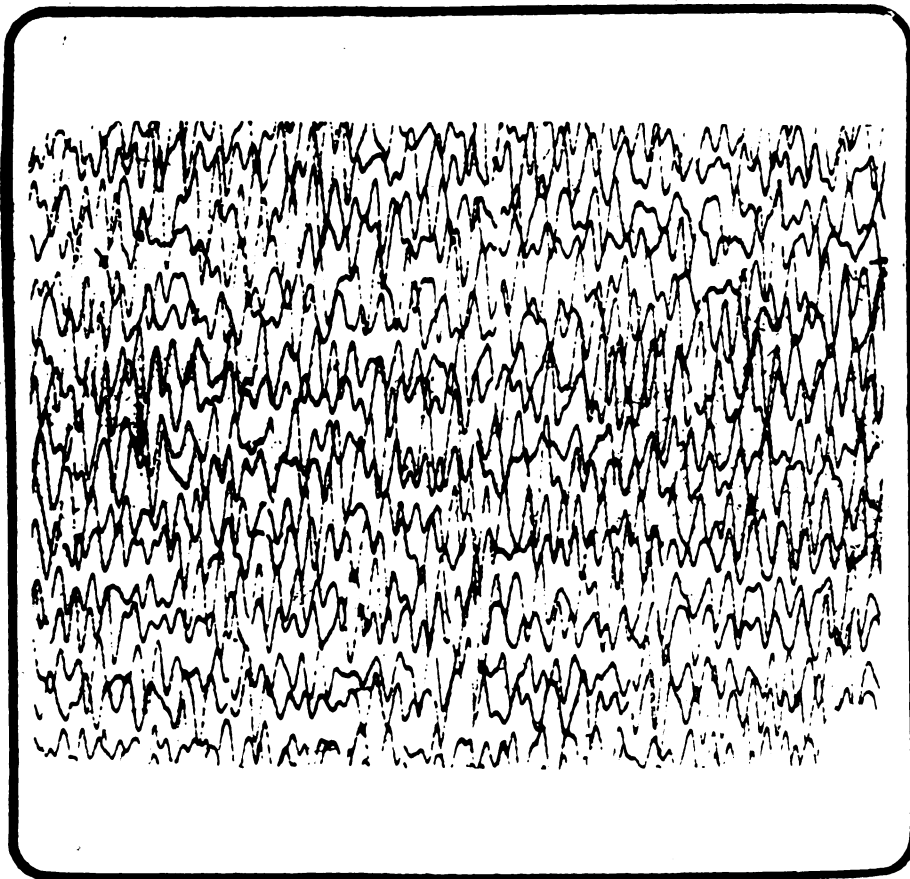


Fig. 8

des P : 9 h. 20 m. 13 s.; intervalle entre les heures d'arrivée des S et des P : 614 s., d'où heure d'arrivée des S : 9 h. 30 m. 27. Distance de l'épicentre : 8.933 kilomètres de Ksara.

Le même séisme était annoncé par Cartuja-Granada par les chiffres :

09001 70921 10604 08880

Dilatation.

Les données de de Bilt qui a pu déterminer un azimut d'environ N27°E seraient :

09031 60919 56593 08650 Compression.

La station de Strasbourg, ayant été désignée comme station centrale pour la France et les colonies, reçoit des télé-

grammes ou des communications postales relatives aux phénomènes *macro-séismiques*. Il faut entendre par là ceux qui sont sensibles à l'homme et que l'on classe d'après une échelle internationale à douze degrés. Pour observer ces tremblements de terre qui, en France, sont en général peu intenses et peu dangereux, bien que fréquents, l'auteur de cet article a fait publier un « guide pour l'observation des tremblements de terre » que le public peut se procurer au bureau central séismologique (1) (Institut de

1) E. Rothé : *Observations séismologiques en France. — Guide pour l'observation des tremblements de terre. — MDCCCXXVI. Imp. nationale. Ajouter à la demande un timbre de 0 fr. 50 pour frais d'envoi.*

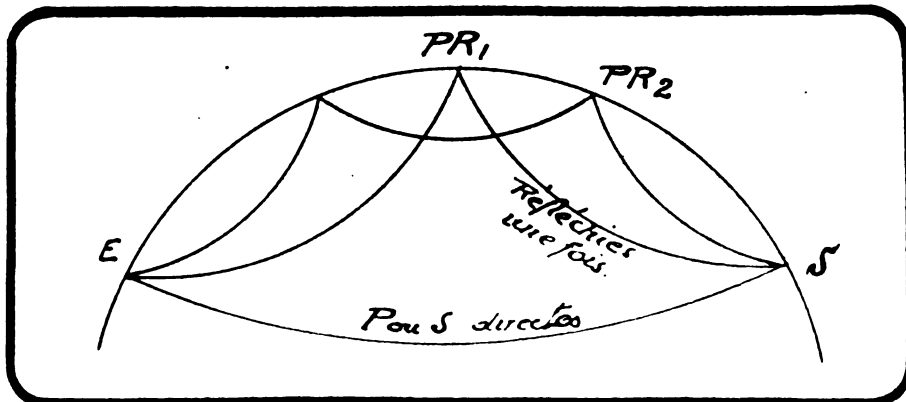


Fig. 9

physique du globe, 38, boulevard d'Anvers, Strasbourg).

Exemple de communication macro-séismique : le 5 décembre, Bagnères-de-Bigorre signale une secousse de degré 4, durée 2 sec. à 10 h. 40.

Il existe un autre phénomène sur lequel l'attention des lecteurs doit être appelée parce qu'il en est fréquemment question dans les communiqués, c'est l'*agitation micro-séismique*. On appelle ainsi une sorte de *halètement*, de respiration continuelle du sol ; l'aiguille indicatrice des instruments est toujours soumise à un mouvement oscillatoire plus ou moins intense ; il peut arriver que les séismogrammes accusent des amplitudes périodiquement croissantes et décroissantes, comme dans des courbes de battements de diapasons. Les périodes, variables d'ailleurs, sont de l'ordre de 4 à 10 secondes. Cette agitation a fait l'objet de travaux très nombreux sans qu'une certitude ait encore pu être acquise. On s'accorde pourtant à penser qu'elle est en rapport avec les dépressions atmosphériques. S'agit-il d'une action directe de la dépression ou d'un effet secondaire ? C'est ici que les avis sont partagés.

Les dépressions, les déplacements des noyaux de variation, entraînent des déplacements de masses énormes de liquide océanique. Des tempêtes prennent naissance avec un mouvement rythmique de vagues qui a certainement une action sur l'agitation micro-séismique. Celle-ci est plus forte en hiver qu'en été. Lors de certaines tempêtes, elle prend des proportions extraordinaires comme dans la figure 8.

Sans doute, par suite de phénomènes de résonance, certaines régions de la terre sont particulièrement affectées par l'agitation : telle est la vallée du Rhin et c'est un grave inconvénient pour Strasbourg, car, lors de tremblements de terre coïncidant avec une forte agitation, le début des ondes P est parfois masqué ou altéré ; il n'est plus possible de déterminer l'azimut comme l'ont indiqué les figures 4 et 5. Constatant que toutes les dépressions, toutes les tempêtes, même fortes, n'entraînent pas forcément l'agitation, j'ai émis l'hypothèse que certains types de temps ou de dépressions amènent des tempêtes en des points plus favorables et qu'en ces points privilégiés se trouvent des compartiments de l'écorce terrestre plus aptes à entrer en vibrations. Quoi qu'il en soit, l'agitation micro-séismique constitue un des phénomènes les plus curieux de la géophysique et il était naturel que les dépêches en fissent mention. Elle peut, dans une certaine mesure, contribuer à la prévision du temps. On dira par exemple :

Agitation stationnaire, ou bien du 10 au 11 agitation croît légèrement.

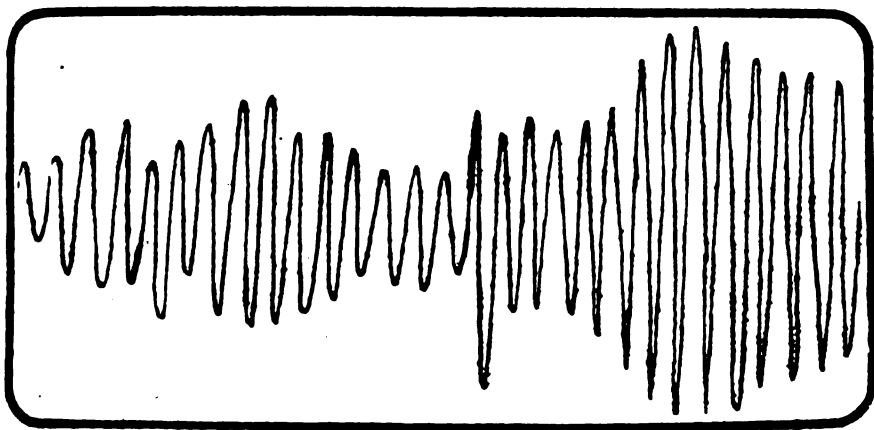


Fig. 10

C'est au phénomène expliqué ci-dessus que ces nouvelles ont trait

Les phases P et S, dont il a été question précédemment, ne sont pas les seules. L'aspect d'un séismogramme est extrêmement compliqué parce que ces ondes peuvent se réfléchir à la surface de la terre une ou deux fois (fig. 9), donnant naissance à des ondes PR, PR, SR, SR, etc... D'autres ondes traversent, pour se rendre à l'antipode, le *noyau terrestre* où des réflexions, réfractions, transformations peuvent s'accomplir.

Je n'entrerai pas ici dans ces détails dont les communiqués font rarement mention, renvoyant les lecteurs à l'exposé élémentaire que j'ai mentionné plus haut.

J'indiquerai au contraire quelques propriétés d'ondes que les dépêches signalent souvent, ce sont les longues ondes désignées par la lettre L. Elle présentent une analogie avec les ondes qui se forment à la surface de l'eau quand on projette une pierre dans un bassin. Elles s'épanouissent à partir de l'épicentre jusqu'au grand cercle dont l'épicentre est le pôle, se contractent ensuite pour converger à l'antipode et revenir en sens inverse. Pour un phénomène très intense, par exemple le tremblement de terre de Tokio-Yokohama du 1^{er} septembre 1923, de grandes ondes ont passé plusieurs fois à Strasbourg, après avoir fait tout le tour de la terre. L'inscription peut durer plusieurs heures. Ces ondes qui se propagent à vitesse constante donnent naissance à des phénomènes d'interférences à des maximums parfois très nets (fig. 10) que les dépêches signalent.

Exemple : 1^{er} mai, longues ondes vers 18 h. 16.

Max. nets NS 20 h. 42 — Séisme lointain.

C'est depuis le 5^{avril} 1921 que le poste radiotélégraphique de la Tour Eiffel émet un télégramme séismolo-

gique qui commence par les mots « Séismo Strasbourg » ; pour les dépêches chiffrées relatives aux séismes éloignés, le code utilisé est le code international ci-dessus proposé par Strasbourg. On ajoute quelques mots en clair donnant, conformément aux explications ci-dessus, des renseignements généraux sur les séismes de faible intensité, sur les macroséismes français et l'agitation microsismique.

Actuellement ce séisme suit le météo Europe à 9 h. 45 Greenwich.

A titre provisoire le Séismo Strasbourg est transmis aussi après les émissions météorologiques de 14 h. 20 et de 19 h. 20 G. M. T., cette dernière effectuée par Saint-Pierre-des-Corps (F. Y. G. 6 000 mètres).

Le séismo est répété le soir par le poste Lafayette, à Croix-d'Hins, près de Bordeaux, si bien que nos correspondants des stations les plus éloignées, comme par exemple Zi-Ka-Wei près Chang-Hai, sont le soir même au courant des observations faites à Strasbourg !

Cette organisation fut complétée un peu plus tard par l'émission téléphonique, tous les lundis, après le journal parlé et le météo, d'un communiqué hebdomadaire résumant les événements sismiques de la semaine.

Exemple :

Semaine du 6-13 juillet 1929.

Le mouvement microsismique est resté stationnaire au cours de la semaine.

Les stations françaises ont enregistré 7 séismes. Les heures de début inscrites à Strasbourg sont les suivantes : le 6 à 2 h. 15 m. 04 sec. (distance 10.370 km), et à 9 h. 55 m. 52 sec. (distance 6.300 km), le 7 à 21 h. 35 m. 24 sec. (distance 8.950 km), le 8 à 19 h. 05 m., le 9 à 6 h. 20 m., le 11 à 14 h. 22 m. et à 21 h. 09 m. 12 sec. (distance 8.900 km).

Enfin actuellement quelques mots figurent au sujet des séismes dans le communiqué géophysique, résumé quotidien émis à 11 h. 20 par radiotélé-

phonie depuis le mois de décembre 1928.

Communiqué téléphonique :

Le 17 tremblement éloigné à 8 h. 50 m. 22 sec. Distance 8.940.

Si le bureau central put répandre ainsi ses nouvelles, ce fut grâce au général Ferrié, dont on connaît le dévouement à la cause scientifique et qui fut notre intermédiaire bienveillant auprès des pouvoirs publics.

Dès cette époque, le 5 mai 1922 j'exprimai à la première conférence de l'Union géodésique et géophysique internationale qui se tint à Rome, le vœu que notre exemple fût suivi par les autres nations. Des promesses furent faites qui ne furent malheureusement pas tenues et pendant près de huit années, Géophyse (c'est le nom télégraphique de l'Institut de physique du globe de Strasbourg) émit seul des séismos.

Il a quelques semaines nous avons eu le plaisir d'apprendre que le Weather Bureau de Washington avait décidé l'institution d'un message radiotélégraphique analogue au « séismo » Européen.

Ce message suit un des deux « messages Angot » c'est-à-dire messages météorologiques envoyés par Arlington et contenant les données météorologiques d'un certain nombre de stations de l'Amérique du Nord ; le séismo suit le message NAA 0400 G sur 74,7 m. c. w. Il n'est émis qu'en cas de tremblement de terre important. (L'autre message Arlington est caractérisé par NAA, 1600 G sur 18 m. c. w.)

Les premiers essais eurent lieu les 13, 16 et 24 janvier 1929. Actuellement le service fonctionne régulièrement.

M. Simpson, directeur de l'Office météorologique du ministère de l'Air à Londres, à qui l'on est en partie redevable de cette organisation, nous a demandé de la faire connaître en Europe. C'est avec grand plaisir que je donnerai ici quelques détails complémentaires sur le « séismo » Américain inséré actuellement en France dans le communiqué météorologique de 6 h. 20 G. M. T.

Le code utilisé est le code international ; il y a deux séries de chiffres précédés du mot « séismo » et des noms des deux stations choisies. Le choix ne signifie pas qu'il n'y ait pas de bonnes inscriptions dans les autres ; il veut dire seulement que ce sont des stations aussi voisines que possible de l'épicentre et donnant un bon angle d'intersection pour la détermination de l'épicentre.

En effet, pour déterminer l'épicentre avec les données de deux stations S_1 , S_2 , on calcule ses distances D_1 , D_2 à chacune d'elles, comme il a été dit grâce à la

différence de temps S—P et on construit sur la mappemonde le triangle qui a pour base l'arc S, S₂ et pour côtés D₁ et D₂. Il y a deux solutions possibles, mais d'après les données mêmes on ne saurait se tromper sur celle qu'il faut choisir (fig 11).

Quand l'épicentre est bien déterminé, on donne sa latitude et sa longitude. Un groupe de chiffres peut suffire, car chaque station sismologique qui recueille le message et en rapproche les données de ses propres observations évite toute ambiguïté entre latitude N et S, entre longitude E et W; ainsi deux chiffres suffisent pour la latitude, trois pour la longitude, ou deux précédés d'un zéro lorsque la longitude est inférieure à 100.

Exemples :

15° N 85° W s'exprime par 15085
10° S 120° E s'exprime par 10120

Mais l'observatoire de Kew (Richmond, Surrey) propose, d'accord avec le Coast and Geodetic Survey de Washington, une addition au code international qui devra être discutée à la prochaine conférence de l'Union internationale qui se tiendra à Stockholm, en août 1930. A la fin du radiotélégramme on ajoutera le mot « épicentre » et un groupe de cinq chiffres, les deux premiers relatifs à la latitude, les trois autres à la longitude. Mais au lieu de laisser à la station réceptrice le soin de reconnaître si la latitude est N ou S, la longitude E ou W, on ajoutera au chiffre des centaines de la longitude un des nombres 2, 4, 6, 8. Ces quatre chiffres seront attribués aux quadrants dans le sens des aiguilles d'une montre

8 | 2
6 | 4

de sorte que le code s'appliquerait désormais ainsi :

| Latitude | Longitude G | Ajouter au chiffre des centaines | Champ de la longitude chiffres |
|----------|-------------|----------------------------------|--------------------------------|
| N | E | 2 | 200 à 380 |
| S | E | 4 | 400 à 580 |
| S | W | 6 | 600 à 780 |
| N | W | 8 | 800 à 980 |

Exemples :

01368 1° N 168° E
36520 36° S 120° E
01779 1° S 179° W
03977 3° N 177° W

Ce code est à l'essai dans les télégrammes d'Amérique que la Tour Eiffel répète et dans les informations provenant de l'Observatoire de Kew, émises par le ministère de l'Air de Londres.

Les stations parmi lesquelles on en choisit deux pour le séismo Américain ont données dans la liste suivante :

| | Latitude | Longitude | Provenance |
|------------------------|----------|-----------|---|
| Apia (Samoa) | 13°49' S | 171°45' W | Gouv ^t Nouvelle-Zélande |
| Berkeley | 37°52' N | 122°16' W | Université Californie |
| Chicago | 41°47' N | 87°37' W | U. S. Coast and Geodetic Survey |
| Cincinnati | 39°08' N | 84°30' W | Saint Xavier Collège |
| Fordham | 40°52' N | 73°53' W | Fordham University |
| Georgetown | 38°54' N | 77°04' W | Georgetown University (New-York) (Washington) |
| Harvard | 42°23' N | 71°07' W | Université Harvard |
| Honolulu | 21°18' N | 157°49' W | US Coast and Geodetic Survey |
| Manila | 14°35' N | 120°59' E | Weather Bureau |
| Ottawa | 45°24' N | 75°43' W | Dominion Observatory |
| Saint-Louis | 38°38' N | 90°14' W | Jesuit Seismol. Association |
| San-Juan | 18°23' N | 66°07' W | US Coast and Geodetic Survey |
| Sitka | 57°03' N | 135°20' W | US Coast and Geodetic Survey |
| Tucson | 32°15' N | 110°50' W | US Coast and Geodetic Survey |
| Victoria | 48°25' N | 123°19' W | Colombie Britannique |
| Wellington | 41°17' S | 174°46' E | (Meteor service of Canada) Gouv ^t Nouvelle-Zélande |

Comme on le voit dans cette liste où la provenance des stations est indiquée, un grand nombre dépendent de l'important service gouvernemental United States Coast and Geodetic Survey (Service géodésique des Etats-Unis), quelques-unes de la Jesuit Seismological Association, organisation bénévole qui comprend celles des Universités des Jésuites aux Etats-Unis qui possèdent des sismographes; d'autres dépendent des Universités Harvard et de Californie, d'autres des gouvernements de la Nouvelle-Zélande ou du Dominion de Canada et de Colombie Britannique

Avec ces différents services collabore le « Science Service » ou agence d'in-

ces renseignements seront renforcés par ceux du « séismo » Strasbourg quand les conditions permettront l'émission et la réception continue des messages météorologiques d'Europe en Amérique.

..

L'institution du « séismo » Américain (1929) constitue un progrès sur celle du « séismo » Strasbourg, en ce que les stations collaboratrices sont *plus nombreuses et plus espacées*, et que, malgré cette difficulté, elles arrivent, grâce à la marine américaine, à communiquer

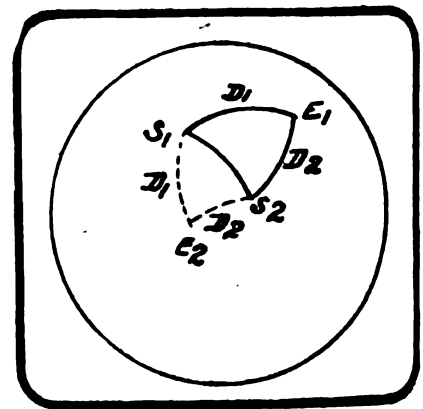


Fig. 11

formations qui, avec la collaboration de l'Académie nationale des Sciences des Etats-Unis et de l'Association Américaine pour l'Avancement des Sciences, fait connaître au public des Etats-Unis les nouvelles scientifiques.

Ces renseignements ont été communiqués par M. R. S. Paton directeur délégué de l'United States Coast and Geodetic Survey. Il a indiqué que cette organisation entre Arlington et des stations très éloignées n'a été rendue possible que grâce à la collaboration de l'United States Weather Bureau et de la marine américaine. Il ajoute que

rapidement à Washington leurs résultats. Strasbourg concentre les nouvelles européennes, mais les diverses stations appartiennent à des nations différentes. Il n'y a pas d'Etats-Unis d'Europe. La difficulté n'est heureusement qu'apparente et pourrait être résolue très rapidement grâce à la bonne volonté des gouvernements. C'est ainsi que les stations espagnoles

échangent avec Strasbourg des télégrammes par fil gratuitement, par suite d'une entente gouvernementale. Un pareil accord pourrait se faire entre la France et d'autre part, l'Italie, l'Allemagne, l'Angleterre, la Russie dont les renseignements nous seraient indispensables, etc. etc...

La méthode de détermination de l'épicentre est d'ailleurs critiquable : l'interprétation du début des S (voir fig. 3) est évidemment *subjective*. Elle n'est pas toujours aussi facile que dans le cas de cette figure. L'observateur peut se tromper sur le moment où elles commencent. Je préfère baser la détermination de l'épicentre sur les heures d'arrivée des P dans trois bonnes stations : si les instruments sont bons, si la pendule directrice est bien à l'heure, la méthode devient essentiellement *objective*. Il n'y a plus d'interprétation personnelle. Cette méthode, dont on trouvera l'exposé dans l'ouvrage précité, conduit à des résultats précis. Je proposerai donc dans l'organisation internationale définitive l'émission des données de trois stations au lieu de deux.

L'utilisation de la télégraphie sans fil présente-t-elle au point de vue sismologique un réel intérêt ? Telle est la question qu'ont déjà posée divers sismologues. Je ne crains pas de répondre par l'affirmative pour des raisons que je vais exposer, dont les unes sont d'ordre pratique, les autres d'ordre purement scientifique.

La divulgation immédiate des nouvelles concernant les tremblements de terre importants présente un intérêt pour les Sociétés de secours.

La Croix Rouge de Genève a exprimé le désir d'être renseignée le plus vite possible pour l'organisation rapide des secours. On me dira que la presse est là pour remplir le rôle d'avertisseur. C'est vrai quand le séisme a lieu dans une région fréquentée comme le Japon par exemple ; c'est moins certain quand il se produit dans une région plus ou moins désertique, éloignée, habitée cependant. Qu'on se rappelle le tremblement de terre du Kan-Sou du 16 décembre 1920 qui causa plus de 100.000 morts. C'était loin ! C'était deux ans à peine après l'armistice de la grande guerre et cette catastrophe n'a guerre ému l'opinion. C'est à peine si la grande presse en a entretenu ses lecteurs, longtemps après d'ailleurs, au point que bien des personnes ignorent tout de ce grand séisme.

Les sismologues eux savaient où il s'était produit et de quel côté on pouvait implorer des secours. Sous les auspices de la Société géographique de Genève, une revue a été fondée pour l'étude des calamités et pour concentrer les documents et renseignements émanant de Comités nationaux sous l'habile direction de M. Montandon.

La divulgation des nouvelles sismologiques est facile par la T. S. F. ; au même instant toutes les stations sont au courant ! Est-il possible de la comparer à la divulgation par fil ? Le ministère des Colonies en a compris dès l'abord l'utilité en faisant transmettre à Strasbourg par radio les nouvelles des colonies.

L'échange des données sismologiques par T. S. F. est indispensable au point

de vue scientifique proprement dit : la sismologie n'est pas seulement une science de statistique, c'est un chapitre de la physique, c'est le seul moyen que nous ayons d'augmenter nos connaissances sur la constitution du globe et nous ne devons négliger aucun procédé pour la faire progresser.

Les vides nouvelles portent sur des phases spéciales, souvent difficiles à distinguer, dont l'observation exige une attention soutenue et il est utile que les diverses stations connaissent l'épicentre le plus tôt possible avec une probabilité suffisante pour pouvoir, sans tarder, tirer de leurs inscriptions toutes les conclusions possibles, corriger des erreurs, parfois parfaire des réglages insuffisants. Qu'on veuille bien ne pas m'objecter que ce travail peut être fait plus tard ! Car tous ceux qui ont dirigé des services quelconques savent bien que l'accumulation des retards devient bientôt un obstacle dangereux ! Il y a une autre raison encore qui me paraît importante : les tremblements de terre sont fréquemment suivis d'autres secousses qu'on appelle *répliques*. Il peut être parfois utile de connaître l'épicentre avant l'arrivée de la réplique pour installer des dispositifs spéciaux d'observation ou augmenter la sensibilité !

Et si je me place maintenant au point de vue strict des sans-filistes auxquels je m'adresse aujourd'hui, je me plais à espérer qu'ils trouveront dans le déchiffrement des « séismo » que j'espère leur avoir fait comprendre, une nouvelle source d'intérêt et qu'ils deviendront de nouveau adeptes de la sismologie.

Stabilisation des hautes fréquences par les oscillateurs piézo-électriques

■ ■ ■ ■ ■

OSCILLATEURS PIÉZO-ÉLECTRIQUES

INTRODUCTION

EN 1880, P. et J. Curie publièrent dans les *Comptes Rendus* leur découverte de l'effet piézo-électrique de certains cristaux et ensuite vérifièrent l'effet inverse prédit par Lippmann. Depuis cette époque on ne trouva que peu d'applications à l'effet inverse jusqu'au moment où, en 1922, W. G. Cady publia son étude sur le résonateur piézo-électrique (*Proc. Inst. Radio Engineers*, vol. X, page 83) ; les efforts concentrés d'un groupe de chercheurs ont ensuite rapidement fait avancer cette branche de la science et, aujourd'hui, la constance de la fréquence déterminée par un cristal de quartz dans

un circuit électrique convenable est telle que l'American Naval Research Laboratory a adopté un instrument semblable comme *étalon primaire de fréquence*.

Quand il s'agit d'un étalon primaire, ou même d'un étalon secondaire, il est essentiel que cet instrument fournisse des résultats comparables à eux-mêmes pendant de longues périodes de temps, et c'est pour cette raison que le quartz a été choisi ; bien qu'il ne soit pas aussi actif au point de vue piézo-électrique que le Rochelle Salt, par exemple, il dure beaucoup plus.

On a beaucoup écrit sur la façon de tailler le quartz et sur son action lorsqu'il est placé dans un circuit, de telle sorte qu'on peut omettre complètement de mentionner la première et qu'on peut se restreindre à une très brève description de la seconde.

Si un bâtonnet de quartz est découpé de façon à présenter des faces parallèles à l'axe optique et perpendiculaires aux axes électriques et s'il est placé dans un champ électrique qui peut être causé par deux plaques de même surface que les faces de cristal, il subit un effort et se dilate dans une direction et se contracte dans l'autre. Les deux effets sont tels que le volume reste constant. Si, maintenant, le bâtonnet est soumis à un champ alternatif, il subira des efforts de sens opposé de la même fréquence que celle du champ électrique qui lui est appliqué. Quand la fréquence du champ appliqué est réglée de façon à coïncider avec l'un des modes de vibration propre du bâtonnet, il en résulte une résonance de vibrations.

Si un tel bâtonnet est connecté en parallèle avec une inductance et une

- capacité qui peuvent être accordées sur la fréquence de l'une des vibrations propres du bâtonnet, il répondra à cette fréquence quand il sera placé dans le voisinage d'un générateur capable d'engendrer cette fréquence. Si le couplage entre le circuit fermé contenant le quartz et le circuit générateur n'est pas trop serré et si un indicateur de résonance est couplé avec le premier circuit, on trouve qu'au moment de la résonance l'indicateur indique une résonance tout à fait aiguë, à moins de 1/10.000.

La fréquence nécessaire est obtenue en limant le bâtonnet à la longueur voulue. Un tel système est tout à fait satisfaisant lorsqu'on se propose de mesurer les fréquences, sauf en ce qui concerne le générateur, qui doit être accordé à la main à la fréquence du quartz tout le temps qu'on en utilise les harmoniques. Le bâtonnet de quartz et ses électrodes (qui forment une unité complète), utilisés de cette façon en circuit fermé, s'appellent un résonateur.

Mais un bâtonnet de quartz ou, plus généralement, une lamelle de quartz peut être utilisé pour commander directement la fréquence d'un générateur. Dans ce cas, le quartz est connecté directement au circuit générateur, soit entre la grille et le filament, soit entre la grille et l'anode. Si c'est un bon échantillon, il pourra commander la fréquence sans qu'on ait besoin de réaction, et même, si la capacité du générateur varie considérablement, la variation de fréquence sera très petite. A une fréquence de 3×10^6 cycles, la variation de fréquence d'un appareil sans écran, due à la capacité de la main est seulement de quelques cycles. Un appareil muni d'écrans fonctionnant dans les mêmes conditions peut donner d'excellents résultats. Une lame de quartz utilisée de cette façon s'appelle un oscillateur.

La fréquence d'une lame de quartz utilisée comme résonateur n'est pas la même que lorsqu'elle est utilisée comme oscillateur, ainsi que Dye l'a montré (*Proc. Phys. Soc. vol. XXXVIII p. 399. Aug. 1926*). En général, il n'est pas désirable d'utiliser un oscillateur comme résonateur; en tout cas, pour les fréquences de moins de 100 kilocycles par seconde, ses réponses vibratoires forment un nombre tout à fait complexe de réponses aux fréquences élevées. En outre, on ne peut avoir confiance dans un résonateur pour régler la fréquence, spécialement pour régler les hautes fréquences, de sorte que, lorsqu'on commande un cristal de quartz, il doit être bien spécifié s'il doit servir de résonateur ou d'oscillateur. Avant de quitter cette partie du sujet, il est bon d'indiquer que, dans le cas d'oscillateurs de moins de 300 kilocycles par seconde, il y a une différence considérable entre les capacités nécessaires pour accorder l'appareil à une même fréquence, lorsque l'oscillateur est placé dans le circuit mais n'oscille pas et lorsque l'oscillateur commande la fréquence, car, dès que le bâtonnet entre en vibration sous l'effet de la fréquence de résonance, les mêmes constantes de capacité, de résistance et d'inductance ne tiennent plus, et la capacité doit être considérablement diminuée, si le cristal est placé entre la grille et l'anode, ou augmentée, s'il est

placé entre la grille et le filament, jusqu'à obtenir la capacité optima pour le débit maximum. Les oscillateurs qui possèdent une fréquence moindre que 100 kilocycles par seconde sont généralement beaucoup plus lents à déterminer des oscillations dans un circuit sans réaction que ceux de fréquence plus élevée; un tel oscillateur, aux électrodes duquel on applique 60 volts, et sans réaction, peut demander jusqu'à trois secondes pour osciller.

Les personnes qui désirent étudier la théorie et les applications des oscillateurs et des résonateurs piézo-électriques trouveront une bibliographie très complète établie par W. G. Cady dans les études qu'il a publiées depuis le début (*Proc. Inst. Radio Engineers — vol XVI N° 4, 1928 page 521*). Pour cette raison, nous ne joignons à notre étude aucune bibliographie, mais, pour la commodité de ceux qui ne peuvent obtenir rapidement ce volume et qui désirent étudier certaines parties de cette science, nous donnons quelques-unes des principales références.

Jusqu'à présent, les principaux usages des lames de quartz en tant qu'oscillateurs sont :

- Etalon primaire de fréquence;
- Etalon secondaire de fréquence;
- Maintien de la fréquence des stations de radio dans une limite de 500 cycles en plus ou en moins d'une fréquence donnée;
- Synchronisation à moins de 250 cycles de la fréquence de transmission aux stations éloignées;
- Générateur de courant de fréquence audible;
- Détermination de la vitesse du son dans les gaz.

A ce propos, il peut être de quelque intérêt de citer quelques faits tirés des études publiées sur ces sujets.

- Il résulte des données recueillies sur une période de plusieurs années sur un circuit commandé par un diapason que l'on peut compter dans les conditions normales sur une précision de $\frac{2}{1.000.000}$. Des données recueillies sur un temps beaucoup plus court, dans le cas d'oscillateurs commandés par des cristaux, indiquent une stabilité environ dix fois supérieure. (Détermination précise des fréquences par J. W. Horton and W. A. Morrison. *Proc. Inst. Radio Engineers*, vol. XVI (N° 2. Febr. 1928, page 137).

L'oscillateur étalon portable du Naval Research Laboratory des Etats-Unis est contenu dans une caisse de $8 \times 14 \times 22,5$ pouces. « Il est simple à utiliser; il n'y a pas de commande d'accord ni de commande variable. Il n'exige qu'un potentiel de plaques de 90 volts, et le chauffage peut être fait par le secteur à 110 volts. Grâce à lui, on a pu mesurer d'une façon précise à 0,001 % plus de 200 fréquences également espacées sur l'échelle des kilocycles... Au moyen d'un fréquence-mètre hétérodyne de précision à caractéristiques de fréquence ligne droite, toute fréquence d'un cristal peut être mesurée par l'oscillateur étalon à environ 0,002 %. » The Navy's Primary Frequency Standard, par Robert H. Worrall et Raymond B. Owens (*Proc. Inst. Radio Engineers*, vol. XVI. N° 6 June 1928, page 778).

- Un cristal de quartz utilisé dans un circuit oscillatoire anodique simplement accordé, comportant lampe, capacité, inductance et potentiel, tels qu'ils sont indiqués sur la feuille « Report » du laboratoire qui exécute la détermination des fréquences, forme un étalon secondaire de haute précision, même s'il n'est pas muni de thermostat, parce que la variation de la fréquence avec la température de l'élément de quartz est petite, environ -5×10^{-6} par degré centigrade, pour les basses fréquences et -90 à -70×10^{-6} par degré centigrade pour les hautes fréquences (la fréquence fondamentale requise détermine de quelle façon le quartz doit être taillé, d'où le décrément), de sorte que, si la température de la chambre est maintenue constante, l'erreur est tout à fait petite pour un étalon secondaire.

c) Par ordre de la Federal Radio Commission, les stations de radio-diffusion sont requises de maintenir leur fréquence à moins de 500 cycles (0,5 kilocycle) de la valeur qui leur est attribuée. Pour maintenir cette précision, il est nécessaire d'avoir un appareil spécial pour contrôler la fréquence de l'appareil émetteur. Les seuls dispositifs aujourd'hui satisfaisant à ces conditions sont les piézo-oscillateurs, les piézo-résonateurs et le piézo-contrôle automatique. (U. S. A. Bureau of Standard notes, *Journal of the Franklin Institute*, vol. CCV, March 1928, page 407.)

d) De semblables lamelles de quartz sont utilisées quand on prévoit l'interférence d'une autre station. Les stations qui désirent communiquer sont munies d'oscillateurs qui ont été synchronisés à moins de 250 cycles. Quand l'interférence se produit, toutes les stations du groupe changent leur fréquence en celle d'une autre fréquence synchronisée en mettant hors circuit l'oscillateur qui commande la première fréquence et en mettant en circuit un oscillateur d'une autre fréquence.

e) Les courants audibles sont produits par un générateur de fréquence de battement et sont pratiquement sinusoïdaux. La fréquence est réglable et stabilisée au moyen d'un disque de quartz piézo-électrique. (Generator pour Audio-Currents of Adjustable Frequency with Piezo Electric Stabilisation. — by August Hund, *Scientific Papers of the Bureau of Standards*, N° 569. Vol. XXII. Januar. 20th 1928, page 631).

f) G. W. Pierce a montré (*Proc. Ann. Acad. of Arts and Sciences*. Vol. LX, N° 5 page 271, 1925) que, si l'onde ultrasonore d'un cristal oscillant dans l'air était réfléchiée sur l'extrémité du cristal qui engendre cette onde, les oscillations du cristal étaient nettement amorties chaque fois que le réflecteur était déplacé à une distance correspondant à la demi-longueur d'ondes engendrée. Un appareil a été construit sur ce principe pour mesurer la vitesse du son dans l'acide carbonique et dans les autres gaz par Ezer Griffiths (*Proc. Phys. Soc.*, Vol XXXIX, part 4, 1927, page 300).

PRODUITS HILGER

Fondée en 1870. la firme de Adam Hilger Ltd a toujours maintenu sa réputation pour la production d'instruments d'optique de la plus haute

qualité. La science demande une précision toujours de plus en plus grande et, sous la direction de M. F. Wyman F. R. S., la valeur de la précision atteinte a crû constamment, et nous pouvons aujourd'hui produire des surfaces très exactement planes et parallèles à $\frac{1}{1.000.000}$ de pouce.

OSCILLATEURS HILGER

Cet extraordinaire degré de précision n'est pas nécessaire pour les oscillateurs, mais il a été démontré que dans le cas d'un oscillateur d'une fréquence supérieure à 3.000 kilocycles, des résultats comparables à eux-mêmes ne peuvent être obtenus que si la précision est de l'ordre d'une longueur d'ondes lumineuses, car si on recherche un degré de précision inférieure, les lames cessent de vibrer à l'unisson et des fréquences multiples commencent à apparaître aux hauts voltages. En même temps que le manque de précision augmente, augmentent les défauts, fréquence multiple au bas voltage, perte d'extension de la commande, etc., jusqu'à ce que finalement la lame cesse d'osciller sans que quelque forme de réaction intervienne. Ces défauts sont grandement augmentés par l'emploi de mauvais matériel ; en fait, le plus grand art de l'ouvrier ne peut pas produire un bon oscillateur avec un mauvais matériel ; le quartz est généralement supposé être un cristal homogène, mais, au fur et à mesure que la sévérité des épreuves augmente, la prétendue homogénéité diminue. Pour l'œil nu, un morceau peut apparaître parfait mais c'est seulement ici et là que les épreuves optiques employées manquent de révéler des défauts en des endroits dans lesquels on a pu tailler des cubes d'environ un centimètre de côté. Comme nous avons montré que les épreuves optiques concordent avec l'exécution mécanique, nous avons été obligés de réduire la dimension des lames pour haute fréquence à celle du matériel convenable et relativement pur. Une lame plus grande de matériel moins pur ne serait pas aussi efficace.

Tous les cristaux sont fournis montés avec des bouts de fil pour leur mise en circuit. Depuis que nous avons commencé la fabrication des oscillateurs de quartz, nous les avons toujours fournis montés, parce que nous avons reconnu qu'il serait peu agréable à nos clients et peu à notre avantage de fournir les montures et les cristaux séparément. Un doigt gras peut affecter le débit, l'humidité des doigts chauds peut causer l'adhérence des électrodes au cristal et faire cesser les oscillations ; si le cristal tombe et s'il s'ébrèche, sa fréquence et son débit sont certains de changer, s'il oscille encore après cela. Enfin, les conditions thermiques d'un cristal à découvert sont loin d'être satisfaisantes.

A l'exception de 24 cristaux fournis il y a environ 2 ans, tous nos cristaux ont été montés avec un intervalle d'air entre la face du cristal et l'électrode supérieure. Les principales raisons pour lesquelles on est passé d'une des méthodes à l'autre sont l'absence d'amortissement et la constance prévue du fonctionnement. Cette opinion est sanctionnée par Hitchcock dans une de ses récentes études, et, à moins que le cris-

tal ne doive être utilisé dans un appareil qui vibre si violemment qu'il soit capable de projeter le cristal en dehors de l'électrode inférieure, nous recommandons vivement la méthode de montage à intervalle d'air.

Hund a montré (*Proc. Inst. Radio Eng.* vol XVI N° 8. Aug 1928, page 1072) qu'on peut tirer plus de puissance d'un cristal qui a un intervalle d'air de $\frac{3}{4}$ de la longueur d'ondes ultrasonores que d'un cristal dont les électrodes sont au contact.

Une autre éventualité à laquelle on doit faire face est celle tiue aux étincelles entre les faces du cristal. Quand le voltage dépasse une certaine limite, des étincelles crépitent, et, bien qu'une faible étincelle ne produise pas immédiatement sur la fréquence d'autre effet qu'une légère variation, synchrone de la décharge, si on laisse le phénomène se poursuivre, il se produira un changement de la fréquence et du débit. Ceci est dû au dépôt cathodique du métal des extrémités sur la lame de quartz. Si on laisse les étincelles continuer, il en résultera un craquement de la lame parce que l'étincelle est locale et qu'elle chauffe la plaque d'une façon inégale.

Les conditions à remplir dans un montage sont :

- Haute résistance aux courants de haute fréquence ;
- Egalité et permanence de l'intervalle d'air ;
- Absence de poussière ;
- Faible capacité ;
- Enveloppe de distribution thermique symétriquement répartie autour du cristal ;
- Facilité d'observation des étincelles.

Après différents essais, nous avons construit un montage qui satisfait à toutes ces conditions.

Il comprend une boîte en ébonite en deux pièces *a* et *b* qui, vissées l'une dans l'autre, forment une chambre cylindrique creuse à l'abri de la poussière. A l'une des extrémités de cette chambre est fixée d'une façon permanente une des électrodes cylindriques *c* munie d'un conducteur la joignant à l'extrémité extérieure. Parallèle à la face de cette électrode se trouve un logement *d* dans lequel repose un tube en verre *e* d'alésage intérieur légèrement supérieur à celui du cristal *f* et d'une longueur supérieure à l'épaisseur du cristal. L'autre extrémité de ce tube de verre est fermée par une électrode semblable *g*, et l'ensemble est comprimé par un ressort *h* agissant dans une direction contre l'électrode et dans l'autre contre une lame *i* connectée à l'autre borne extérieure. En modifiant la longueur du tube de verre, l'intervalle d'air est réglé à la position de débit maximum et du moindre amortissement ; ceci, bien entendu, est fait avant que l'oscillateur ne nous quitte. Le tube de verre est maintenu en position par la forme et la pression des lames extrêmes seulement et n'est au contact de l'ébonite nulle part ; il en est de même des plaques terminales, de sorte que le chemin de fuite le plus court à travers l'ébonite est toujours beaucoup plus grand que l'é-

paisseur de cristal. Comme le tube de verre est aussi plus long que l'épaisseur de cristal, ce chemin de fuite est vraisemblablement augmenté. Enfin, la plus grande longueur du diélectrique-verre diminue la capacité. Les extrémités du tube de verre étant parallèles et les logements sur les électrodes étant parallèles aux faces, celles-ci à leur tour, doivent être parallèles les unes aux autres. Comme la disposition est symétrique, peu importe de quelle façon le cylindre de verre est assemblé !

Le tube de verre a été utilisé pour l'isolement, parce que ses propriétés isolantes sont aussi bonnes, sinon meilleures, que celles de la silice fondue. Le polissage de la silice fondue diminue dans une grande proportion ses propriétés isolantes. En ce qui concerne sa dilatation positive, elle se produit dans le bon sens, mais elle est beaucoup trop faible pour compenser l'effet thermique négatif du quartz sur la fréquence.

Ce tube forme avec les deux électrodes une seconde chambre étanche à la poussière à l'intérieur de la première.

Ce type de montage satisfait dans une large mesure aux conditions d'un bon thermostat. Les dispositifs généralement utilisés pour le thermostat font varier la température du milieu dans lequel l'appareil est situé entre des températures qui sont légèrement supérieures et légèrement inférieures à la température requise. Ces différences de température peuvent être largement atténuées en interposant entre la commande du thermostat et la chambre à température constante une cloison d'une matière de haut pouvoir calorifique et de faible conductivité. La boîte extérieure en ébonite possède ces propriétés et ainsi les irrégularités thermiques sont dans une large mesure atténuées avant qu'elles atteignent le cristal. Si on désire un plus grand degré de précision, l'oscillateur peut être enfermé dans un cylindre de cuivre recouvert d'amiante. Le cuivre, étant bon conducteur, répartira rapidement toutes les inégalités thermiques dans toutes les directions, et l'amiante et l'ébonite produiront l'inertie nécessaire pour remplacer l'inertie du thermostat.

Afin que les usagers puissent s'assurer de l'absence des étincelles, un trou d'observation a été prévu dans le côté de la boîte ; il permet de voir l'intervalle d'air tout entier. Ce trou doit être fermé avec un tampon d'ébonite après l'observation.

Un oscillateur, laissé plusieurs jours dans une atmosphère particulièrement humide, pourrait ne pas fonctionner quand on veut s'en servir. Ceci serait dû à la vapeur d'eau qui aurait pénétré dans la chambre de cristal et qui aurait collé le quartz à l'électrode. Si on désire faire fonctionner l'oscillateur immédiatement, le mieux est de le démonter ; sinon, enlever le bouchon d'ébonite et placer l'oscillateur dans une atmosphère sèche en faisant varier la température et en éprouvant de temps en temps la fonction oscillatrice de l'appareil.

Une des raisons pour lesquelles un cristal craque est due comme nous l'avons dit, aux étincelles éclatant entre l'électrode et le cristal, mais il en est d'autres. Si un cristal très fin oscille dans un circuit contenant une inductance qui est suffisamment grande

pour que les basses fréquences entrent en fonction, il y a grand risque que le cristal ne craque. L'une et l'autre de ces causes peuvent être contrebattues, mais la question de savoir quelle valeur le potentiel peut atteindre sans danger pour le cristal n'a pas encore été résolue et probablement ne le sera jamais d'une façon absolue, car chaque cristal semble conserver son individualité sous ce rapport. C'est à peine s'il faut s'en étonner, si l'on se souvient que nous pouvons apercevoir des différences dans la structure du quartz par des moyens optiques, quelles que soient les faibles dimensions des lames que nous utilisons. Nos produits comprennent principalement des lames de fréquence comprises entre 5.000 et 2.000 kilocycles. Un grand nombre de ces lames ont été assorties ensemble à moins de 100 cycles près ; leurs épaisseurs sont

égales à $\frac{1}{50.000}$ de pouce près, leur débit a été porté au maximum, mais il n'existe pas encore de marque certaine pour savoir quel cristal craquera le premier quand le voltage augmentera.

Grosso modo, nous pouvons dire que si ces cristaux de haute fréquence sont utilisés dans un circuit anodique simplement accordé, entre la grille et l'anode sans réaction, avec un tube donnant 10 micro-ampères, avec un potentiel de plaques égal à 200 volts lorsqu'il n'y a pas d'oscillations, 100 volts peuvent être utilisés en toute sécurité, mais à 200 volts il y a danger de voir quelques cristaux se fendre.

Les cristaux de plus faible fréquence peuvent servir pour des voltages plus élevés sans se briser et si les oscillations sont amorties par immersion dans un bain d'huile on peut appliquer des milliers de volts ; c'est de cette façon que R. Wood et A. L. Loomis ont pu obtenir les résultats remarquables rappelés dans le *Phil. Mag.* N° 22. Vol. IV, Sept. 1927, page 417. « The Physical and Biological Effects of High Frequency Sound Waves of Great Intensity ». Plus récemment E. Newton Harvey et A. L. Loomis ont créé un montage de cristal tel que des effets biologiques peuvent être observés au microscope (*Nature*, vol CXXI, April 21st, 1928, page 622).

Cette disposition symétrique du montage et de l'intervalle invariable d'air sera d'une grande aide à ceux qui ont eu la mauvaise fortune de salir la surface du cristal avec l'électrode métallique à un tel point que le cristal doit être nettoyé. Cette éventualité est peu probable si les précautions contre les

étincelles, telles qu'elles sont indiquées dans cette brochure, ont été prises ; mais comme il peut tout de même arriver, et en un lieu et en un endroit tels que son renvoi au fabricant serait inopportun, nous terminerons cette brochure par une description de la meilleure méthode de démonter et de remonter les éléments de l'appareil.

On trouvera généralement que, à angle droit de la ligne de jonction des deux moitiés du montage d'ébonite, une ligne courte perpendiculaire à la première a été tracée. Si on ne trouve pas cette ligne, il faut la tracer pour que les deux moitiés puissent être remontées dans la même position relative. En supposant que cette ligne ait donc été faite, briser le cachet et extraire la vis sous le cachet et les vis semblables en maintenant les deux moitiés de la boîte solidement l'une contre l'autre.

Placer l'extrémité, dont les vis ont été enlevées, sur l'extrémité d'un court morceau de tube ou d'anneau reposant sur la table ; enlever soigneusement la partie la plus grande de la boîte la soulevant verticalement. Lorsqu'on aura soulevé cette partie d'environ un pouce, une rondelle-ressort peut tomber ; mais cela n'a aucune importance car, quand on assemblera l'appareil, on verra que cette rondelle agit seulement comme un ressort lorsqu'elle est placée dans un certain sens (sens du maximum de résistance aux courants de fuite). Enlever l'électrode supérieure et le tube en même temps, et les placer de côté sur une surface propre. Examiner soigneusement le cristal avec une loupe et noter toute marque sur la surface ou à la périphérie, qui permettra de reconnaître la surface supérieure pour le remontage. Avant d'enlever le cristal, vérifier que toute graisse qui pourrait se trouver sur les doigts soit enlevée au moyen d'alcool et d'un chiffon propre.

Enlever le cristal ; le nettoyer avec de l'alcool et un chiffon propre. Après avoir passé un dernier coup de chiffon à la périphérie du cristal, s'assurer que les surfaces sont tout à fait propres et nettes de graisse. Nettoyer l'électrode supérieure de la même façon, et également l'électrode inférieure, si celle-ci a été touchée avec les doigts. Enlever toute trace de poussière de l'électrode inférieure et du cristal au moyen d'une brosse en poil de chameau qui aura été lavée dans l'alcool. Placer le cristal sur l'électrode inférieure, et le toucher avec la brosse, le cristal doit se déplacer aisément sur l'électrode. S'il ne glisse pas facilement, c'est qu'une couche

légère d'humidité fait adhérer les deux parties ; ces deux parties doivent être séparées et nettoyées, de nouveaux essais doivent être faits jusqu'à ce qu'on obtienne un mouvement de glissement facile. Dès que ceci est obtenu, déplacer immédiatement le cristal dans le sens latéral, jusqu'à ce qu'il soit concentrique à l'électrode ; placer rapidement le tube de verre qui aura été nettoyé auparavant et dont on aura enlevé les poussières et l'électrode supérieure sur le cristal et l'électrode inférieure. Si toute la poussière a été enlevée d'entre les jonctions verre-métal, l'intervalle d'air sera maintenant le même qu'auparavant, à quelques longueurs d'ondes lumineuses près.

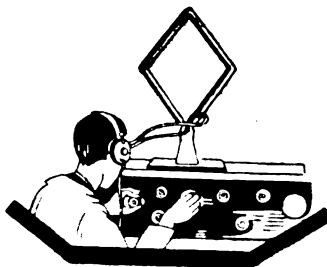
Vérifier si les côtés extérieurs des électrodes et du tube de verre sont nets de graisse et raisonnablement nets de poussière. La rondelle-ressort peut maintenant être placée au-dessous, la même face de cette rondelle tournée vers le haut et l'autre partie de la boîte en ébonite placée à sa position. Cette partie doit maintenant appuyer sur le ressort en ne laissant pas un intervalle de plus de $\frac{1}{32}$ de pouce entre les

deux moitiés, intervalle qui peut être fermé par la pression de la main. Si cet intervalle est plus large, il sera bon de soulever soigneusement cette partie de la boîte et de vérifier que le ressort soit concentrique à l'électrode. Faire tourner la partie supérieure de l'ébonite jusqu'à ce que les marques faites au trait soient opposées l'une à l'autre ; puis, placer deux des vis et visser les deux parties ensemble.

L'oscillateur est maintenant prêt à être essayé en circuit et, s'il oscille librement, les autres vis peuvent être mises en place et tout l'appareil fermé. Le résultat obtenu maintenant doit être exactement le même qu'auparavant.

S'il existe quelque doute sur la pureté de l'alcool, en verser quelques gouttes dans un verre de montre propre et recouvrir ce verre de montre par un autre. L'alcool se volatiliserait et toute substance non volatile restera en dépôt.

Il n'y a pas de doute que l'œuvre commencée par P. et J. Curie en 1880 continuera et que de nouvelles applications seront faites de ces dispositifs de contrôle de haute fréquence. Des notes supplémentaires seront ajoutées à cette brochure au fur et à mesure que de nouveaux développements se produiront.



L'ÉMISSION

La Modulation

par André PLANÈS-PY, f8EI

■ ■ ■ ■ ■

LA modulation est certainement, parmi les différentes questions que se pose l'amateur émetteur, l'une des plus importantes.

Si la «graphie» offre à un bon lecteur des ressources illimitées et l'espoir de DX impressionnants, la «phonie» n'est pas moins intéressante et présente à l'expérimentateur un grand champ imparfaitement défriché. Outre que certains ne connaissent pas le rébarbatif Morse et n'ont ni les facultés ni les loisirs d'en entreprendre l'étude, il est incontestable qu'une liaison en téléphonie, lorsque les deux correspondants s'entendent dans de bonnes conditions, a un attrait tout particulier : le QSO devient plus vivant en ce sens que les traits et les points anonymes sont remplacés par des paroles et que l'accent, le timbre, avec lesquels elles sont émises, donnent à la correspondance une plus grande intimité.

Toutefois la téléphonie, malgré son apparente simplicité, pour pouvoir donner à l'amateur le maximum de satisfaction qu'il y cherche, exige de la part de ce dernier une certaine connaissance de la question, des essais comparatifs et l'établissement d'un bon compromis. Une modulation doit être suffisamment énergique pour que la porteuse véhicule la parole à des distances assez grandes, mais si l'onde support est trop attaquée, elle deviendra instable, rendra la réception pénible et occasionnera un brouillage. S'il est intéressant, pour certains dispositifs, d'amplifier le courant microphonique

avant de l'appliquer à l'oscillatrice, il faut bien se garder d'exagérer cette amplification : une déformation risque d'apparaître et les paroles sont floues.

En outre, tel système de modulation, qui se révèle excellent et d'une mise au point rapide avec un circuit, donnera peut-être pour un autre de médiocres résultats achetés par un réglage fort délicat. Si l'alimentation du circuit oscillant est effectuée par redressement et filtrage du courant alternatif, certaines anomalies risquent d'apparaître ; la modulation, excellente pour certaine onde, sera peut-être accompagnée d'un ronflement fort gênant sur une autre rapprochée. L'expérience seule permet alors à l'usager de déterminer les meilleures conditions de fonctionnement.

Nous allons parler successivement des différents systèmes de modulation à la portée de l'amateur utilisant un circuit à auto-excitation supposé alimenté par des sources de courant rigoureusement continu.

MODULATION GRILLE

Le dispositif le plus simple et aussi certainement le moins onéreux est celui représenté par la figure 1 ci-dessous (1). Le microphone M_i est simplement intercalé en série dans la grille ou le

(1) Nous ne parlons pas intentionnellement de l'insertion du microphone en série dans l'antenne ni dans un circuit d'absorption disposé autour de l'inductance grille ou plaque, supposant ces montages élémentaires connus de nos lecteurs.

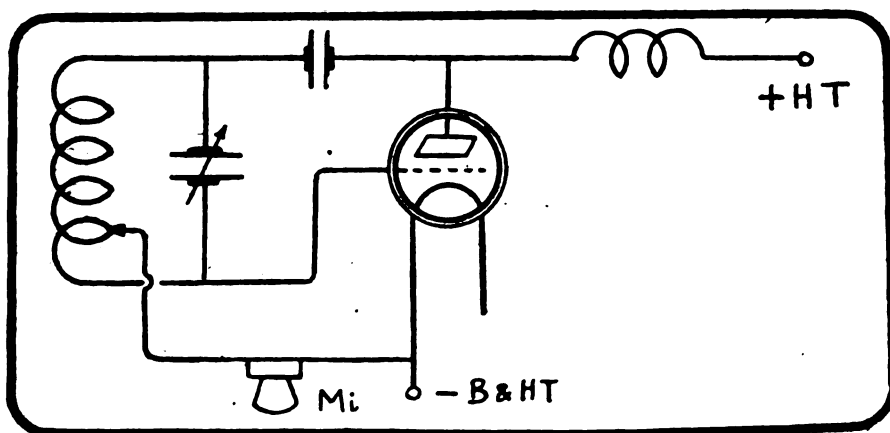


Fig. 1

retour de grille. Assez fidèle mais peu énergique, il ne peut guère servir que pour des essais à faible puissance et à faible distance.

On lui préférera le montage de la figure 2 dans lequel le courant de basse fréquence attaque la grille par l'intermédiaire d'un transformateur dont le circuit primaire comporte en outre une petite batterie de 2 à 6 volts. Suivant le type de lampe employé, on peut prévoir en série avec le secondaire de ce transformateur T une résistance de 5 à 10.000 ohms destinée à abaisser le courant de grille, éviter l'échauffement de la plaque et à faire fonctionner le tube oscillateur dans ses caractéristiques.

Ce procédé de modulation peut être également employé avec le montage dit par grille dérivée et qui n'est qu'une variante du précédent (fig. 3) : Un condensateur C_1 laisse passer les oscillations mais arrête la tension continue. La self de choc K évite des pertes de H. F. et une résistance R ou une pile de polarisation (ou ces deux organes en série) ramène le courant de grille à sa valeur normale. La polarisation de la grille en dérivation n'est pas spéciale au circuit Hartley, alimentation parallèle qui sert d'exemple pour la figure 3, elle peut être appliquée à d'autres circuits d'émission et doit être même employée exclusivement pour le Colpitz. Les schémas des figures 2 et 3 sont donc identiques.

La modulation grille suivant les figures 2 et 3, si elle est très pure, a le défaut d'être peu profonde : il peut être intéressant de la faire précéder d'un ou même de deux étages amplificateurs basse fréquence (Modul. dite Gouraud). La fig. 4 donne le schéma d'un amplificateur à un ou deux étages à résistances, qui peut également être utilisé pour le pick-up et pour lequel nous conseillons des lampes spéciales : en V_1 , un type à coefficient d'amplification de l'ordre de 20 à 25, en V_2 , une lampe finale à coefficient d'amplification moyen (6 à 9), à faible résistance interne. Si l'amplification préalable était trop forte, on supprimerait V_2 , et on connecterait le primaire de T_2 à la plaque de V_1 et au + H.T. (jack prévu à cet effet). Dans le cas de la figure 4, T_m est un transformateur de modulation à grand rapport, T_2 , un transformateur de liaison.

Il est aussi un autre montage de mo-

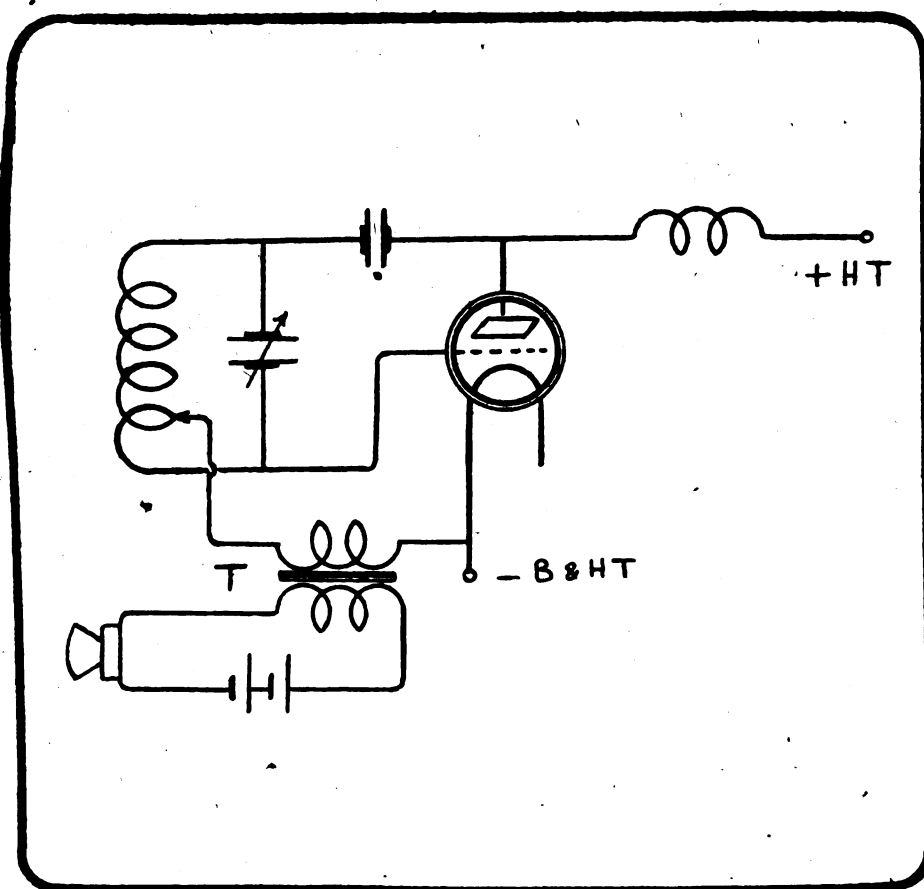


Fig. 2

dulation grille qui, malgré sa simplicité, se comporte d'une manière convenable (fig. 5). Une lampe modulatrice V_m de type réception est employée quelle que soit la puissance du tube oscillateur V_o . V_m peut être précédée d'un amplificateur microphonique (celui de la figure 4, par exemple) et dans ce cas le transformateur microphonique T_m est toujours reporté à l'entrée. La modulation est aussi très pure et est fortement améliorée si le condensateur shuntant la résistance de grille du tube oscillateur V_o est prévu variable.

MODULATION PAR VARIATION DE LA RÉSISTANCE DE GRILLE. PROCÉDÉ BEAUVAIS.

Ce dispositif consiste à utiliser comme résistance de grille l'intervalle filament-plaque d'un triode et à faire varier cette résistance. Le courant passant plus facilement de la plaque au filament lorsque le potentiel de la grille augmente que lorsqu'il diminue, il importe que ce potentiel de grille de la modulatrice varie suivant l'intensité et les fréquences de la parole : on branche donc le secondaire d'un transformateur de modulation entre la grille de V_m et son filament. La modulation sera réglée par le chauffage du triode V_m . Le premier inconvénient à reprocher au dispositif Beauvais est d'exiger une batterie de chauffage indépendante pour le

triode modulateur, batterie en outre très bien isolée du sol et placée aussi près que possible du groupe oscillateur. On prendra généralement pour V_m une lampe de réception possédant une résistance interne assez faible, telles la D.9 de Fotos, la D.Y. 604 de Métal, la R.T. 56 de la Radiotechnique, etc.

On peut faire précéder la modulatrice d'un étage basse fréquence comme indiqué par la figure 7; dans ce cas la modulation, déjà très énergique, peut gagner encore mais risque à notre avis d'affecter fâcheusement la stabilité de l'onde support. On remarquera (fig. 7) la présence d'une pile de polarisation et d'un potentiomètre Pot de 3 à 500 ohms dans la grille de la modulatrice; ce perfectionnement peut améliorer sensiblement la qualité de la modulation. Les amateurs américains connectent le retour de grille de la lampe modulatrice V_m au curseur d'un potentiomètre monté en parallèle sur le filament de cette lampe; le — B. et H.T. du circuit oscillant (dans la grille ou le retour de grille duquel est placé l'intervalle filament-plaque de la lampe V_m) est connecté non au +4 (ou au — 4) mais au curseur d'un second potentiomètre disposé comme le premier.

Dans les montages Hartley, Reversed, etc. la plaque et le filament du tube V_m sont réunis par un condensateur fixe de réception de quelques millièmes destiné à laisser passer les oscillations de H.F.; pour le Mesny, ce condensateur ne paraît

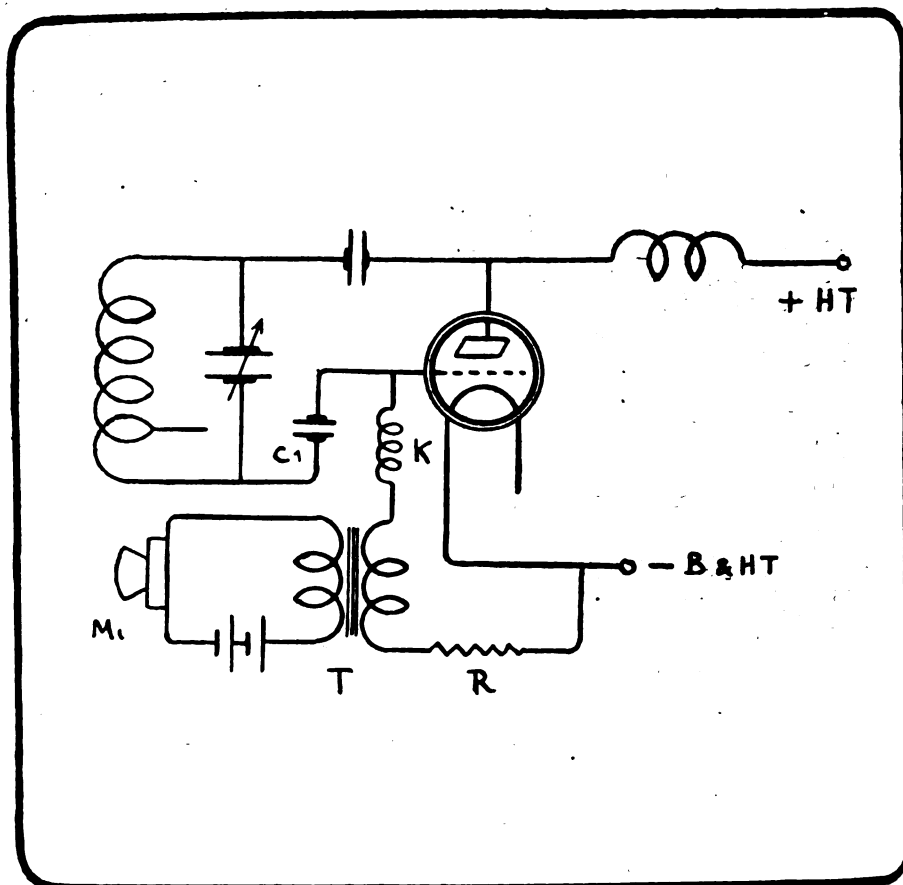


Fig. 3

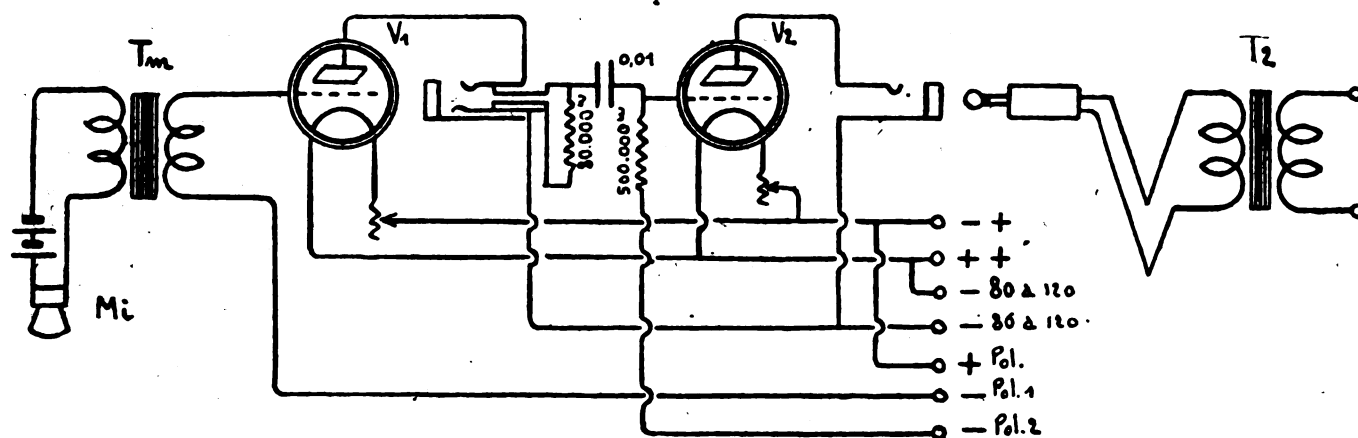


Fig. 4.

pas utile si on considère qu'il ne doit pas y avoir de retour de H.F. par la prise médiane de grille (on conseille même d'intercaler en série à cet endroit un choc de H.F. ou, si la résistance est selfique, de ne la point shunter), mais la pratique infirme la théorie, et en fait un condensateur en C_1 améliore les résultats.

La modulation par le procédé Beauvais sera généralement puissante et fidèle lorsque, pour un réglage convenable de l'aérien du couplage des selfs grille et plaque et du chauffage des différents tubes, les courants de plaque et d'antenne augmentent lorsqu'un son est émis devant le microphone. Mieux vaut 1/10 antenne avec augmentation des

courants que 2/10 lorsque l'inverse se produit, la qualité de la modulation étant alors nettement améliorée.

Nous ne conseillons pas de faire précéder la modulatrice Beauvais d'une amplification B. F. sans s'être au préalable bien familiarisé avec ce dispositif excellent, mais toutefois d'une mise au point un peu délicate, qui paraît mieux s'accommoder du Mesny et que nous recommandons pour un tel circuit.

MODULATION DAVID

La modulation David que nous reproduisons (fig. 8) appliquée à un oscilateur Mesny auquel elle s'adapte particulièrement agit à la fois sur les plaques et sur les grilles, mais d'une manière

plus prépondérante sur ces dernières. Un son produit devant le microphone provoque une variation de potentiel dans la grille de la modulatrice V_m et par conséquent une augmentation de courant filament-plaque et une variation du courant traversant la self de choc S (de 20 à 50 henrys). On arrive ainsi à moduler une puissance relativement forte avec un tube plus faible que ceux employés à l'oscillation (on pourra, d'une manière générale, moduler un Mesny comportant deux lampes du type CL. 1257 Métal par une seule du même modèle en V_m).

La modulatrice David peut, bien entendu, être précédée d'une amplification préalable.

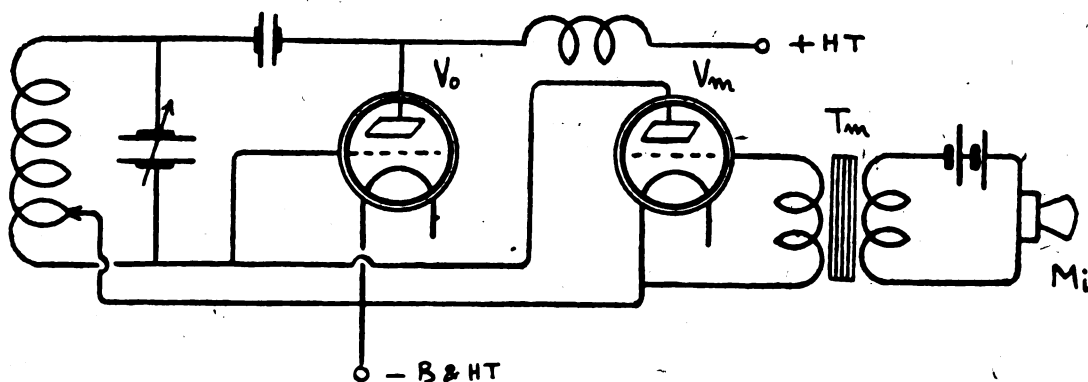


Fig. 5.

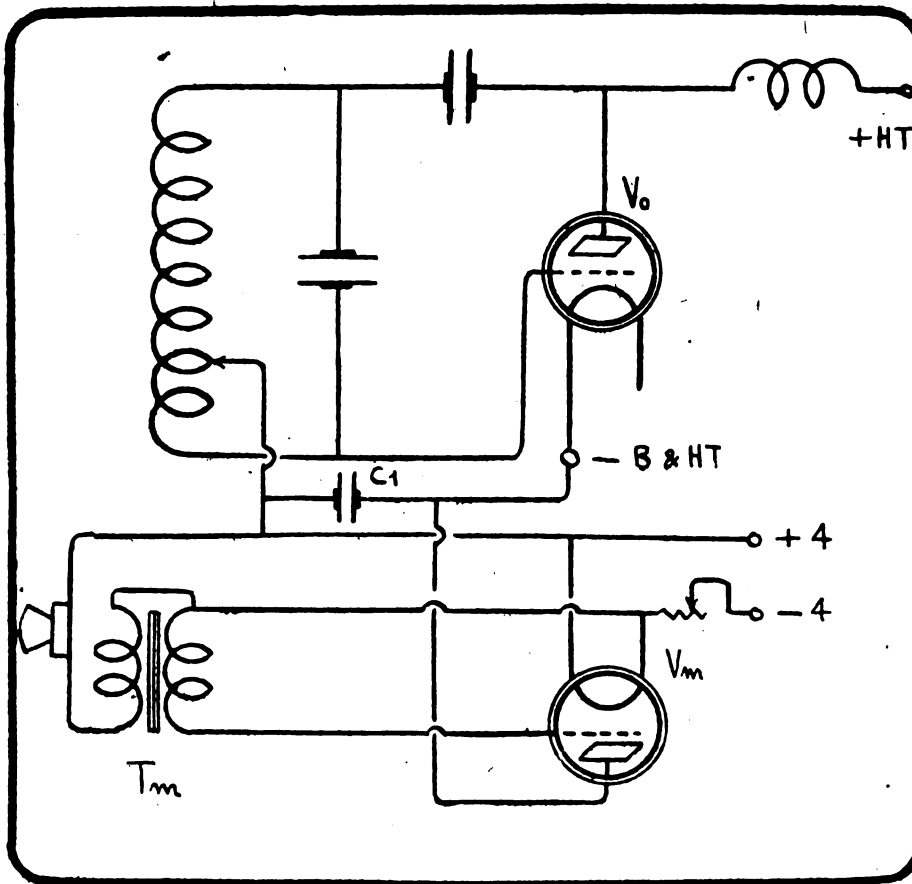


Fig. 6.

MODULATION CHOC SYSTEM.

Le procédé de modulation, dit par choc, est certainement l'un des plus employés en raison de sa mise au point facile et de ses réglages simplifiés. Agissant sur le courant de plaque de l'oscillatrice, il se révèle très efficace, très fidèle

et n'a aucune influence sur la stabilité de l'onde porteuse. Il nécessite simplement une self d'arrêt basse fréquence à self S de 15 à 20 henrys minimum, une lampe identique à celle utilisée pour l'oscillation et une petite batterie de polarisation dans la grille de la modulatrice V_m .

Pour ce montage, comme du reste pour le procédé Beauvais, les meilleurs résultats sont obtenus lorsqu'en parlant devant le microphone les courants de plaque et d'antenne augmentent légèrement. La self d'arrêt B.F. à fer S, dont nous avons donné la valeur plus haut, devra laisser passer l'intensité nécessaire par l'oscillatrice sans occasionner la moindre chute de tension. La tension de la pile de polarisation sera déterminée d'après la puissance mise en jeu jusqu'à ce que la pureté de la modulation soit aussi parfaite que possible : pour des lampes V_o et V_m type CL 1257 Métal, une tension de plaque de 400 volts, un courant plaque de l'oscillatrice de 40 à 50 M.A environ, 40 volts sont nécessaires.

Le choc system s'adapte à la perfection au Hartley classique, Split Coil, Reversed, etc., et sa mise au point est particulièrement rapide.

Les amateurs d'outre-Atlantique trouvent un intérêt réel à alimenter la modulatrice sous une tension plus forte que l'oscillatrice, pour cela ils intercalent au point « X » (fig. 9) une résistance shuntée par un condensateur d'assez forte capacité : cette résistance abaisse la tension de plaque sans apporter de complication sérieuse au montage. Pour l'exemple donné plus haut, la tension de plaque devra être d'environ 420 à 450 volts sur V_m et de 350 à 360 sur V_o .

Pour le choc system, quelle que soit la puissance mise en jeu à l'oscillation, celle de la modulation devra être identique sinon plus forte. Ce point est essentiel et devra être retenu.

On a intérêt à faire précéder la lampe modulatrice d'un étage basse fréquence comme indiqué par la figure 10, la lampe amplificatrice étant attaquée par un transformateur de modulation

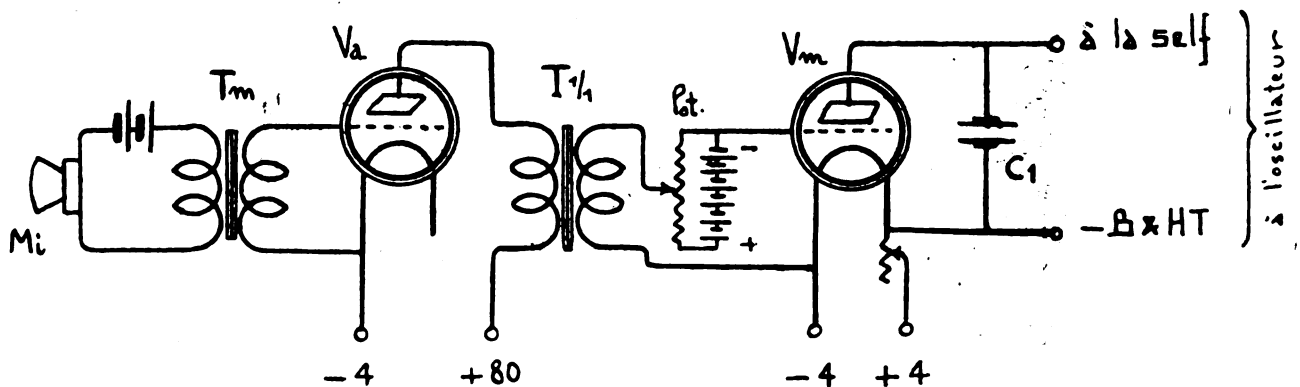


Fig. 7.

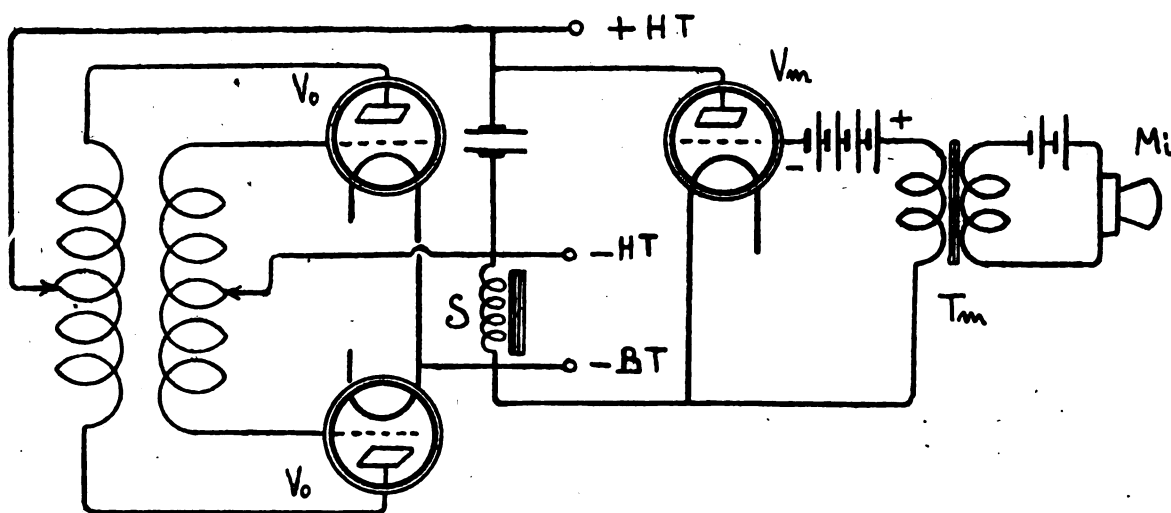


Fig. 8.

T_m et le transformateur T étant un modèle B.F. ordinaire de rapport 1/1 mais de préférence 1/3 ou 1/5. Si l'amplification est poussée on gagnera en pureté en polarisant négativement la grille de V_a .

DÉTAILS GÉNÉRAUX AUX DIVERS MODES DE MODULATION CI-DESSUS.

Quel que soit le dispositif de modulation choisi, il est évident que le réglage de la partie oscillation ne sera pas le même que pour une émission de télé-

graphie : le couplage des inductances grille et plaque, leurs valeurs parfois, l'accord de l'antenne, etc., devront être retouchés jusqu'à ce que la modulation ait acquis la puissance et la pureté nécessaires. Pour certaines lampes et pour une émission en télégraphie, il est possible de déterminer les valeurs de couplage, de tension plaque et de courant grille telles que le courant de plaque soit par exemple de 70 M.A., mais la plaque risque d'être portée au rouge (et d'occasionner une détérioration du tube pour certains modèles à filament

thoré) si ce débit est constant pour une émission en téléphonie ; il conviendra alors de ramener ce débit plaque à une valeur plus modérée, car, dans le premier cas, le tube travaillant par intermittences, la plaque pouvait se refroidir plus rapidement.

On ne s'étonnera donc pas si l'oscillateur étant réglé correctement pour une émission en télégraphie, le fait seul de le compléter par un circuit de modulation oblige à un nouveau réglage. Généralement il suffit de peu de choses : couplage des selfs, déplacement de la

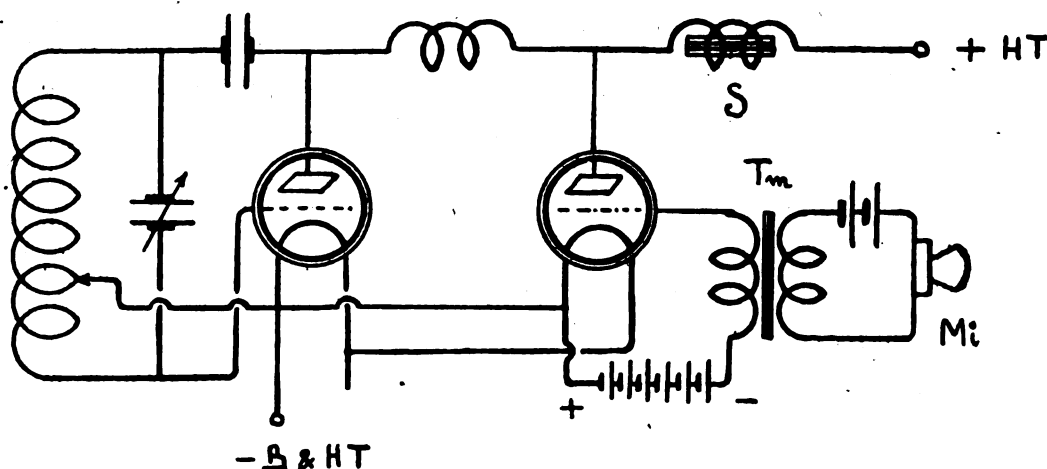


Fig. 9.

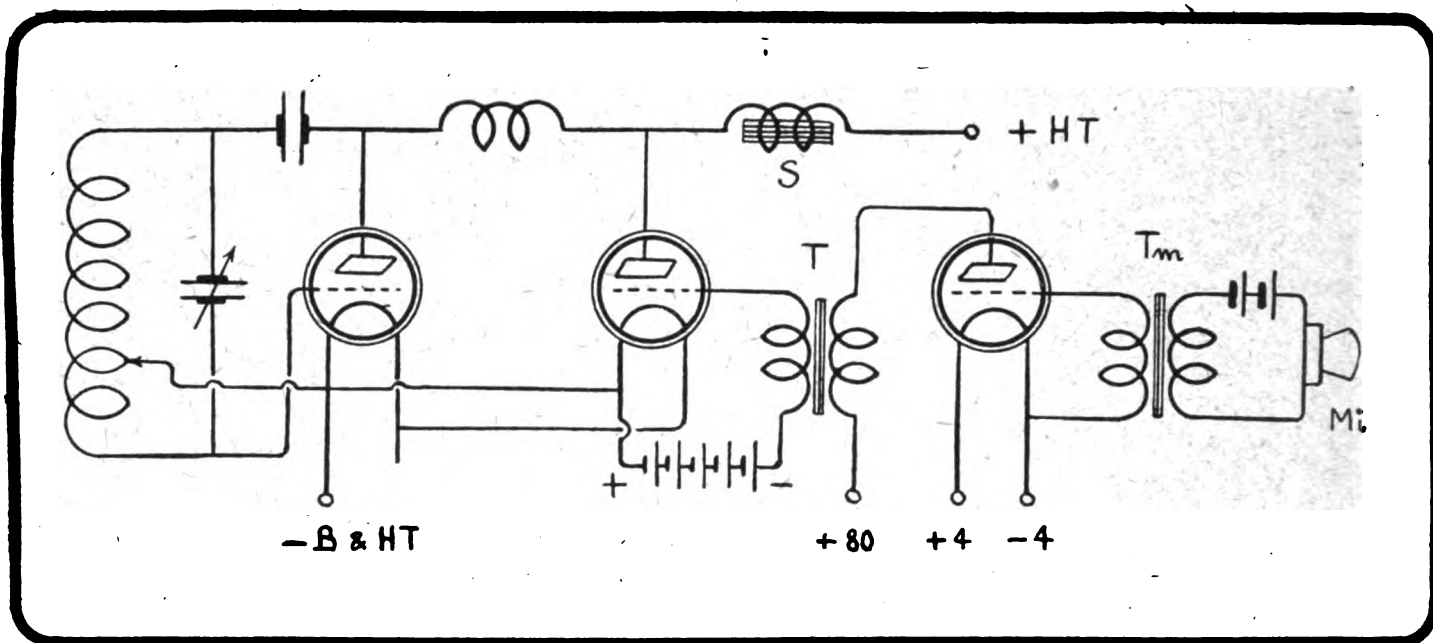


Fig. 10.

prise filament, couplage et accord de l'aérien, chauffage des tubes, etc.

Si dans tous nos schémas nous avons insisté sur l'emplacement du transformateur de modulation et du microphone, nous n'avons donné aucune indication sur ces deux organes. Le transformateur T_m sera de préférence à fer droit, du type appelé « microphonique » et à grand rapport. Il existe dans le commerce français un modèle spécial pour amateurs comportant 500 spires au primaire et 30.000 au secondaire ; il est fort intéressant en ce sens que les deux enroulements possèdent des prises placées de la façon suivante :

Primaire :

$$100 + 100 + 300 = 500 \text{ spires.}$$

Secondaire :

$$6.000 + 6.000 + 18.000 = 30.000 \text{ spires.}$$

et que le rapport peut ainsi varier de 1/12 à 1/300 suivant 25 combinaisons différentes.

On peut encore employer un transformateur identique à ceux utilisés dans les anciens appareils téléphoniques que l'on peut se procurer assez facilement pour quelques francs, et dont les caractéristiques peuvent être données ci-dessous, bien qu'elles soient susceptibles d'être modifiées suivant les types et les appareils :

Noyau : 100 à 200 fils de fer doux isolés au vernis ou par leur couche d'oxyde (pour éviter les courants de Foucault et la perte de transformation qui en résulterait).

Résistance du primaire : 0,5 à 1,5 ohm, diamètre du fil 0,5 mm.

Résistance du secondaire : 160 ohms, diamètre du fil, 0,16 mm.

Pour un courant de fréquence 1000, la self secondaire est d'environ 0,5 henry. Le rapport de transformation est de l'ordre de 1/30 habituellement.

On peut aussi employer un simple transformateur pour sonneries 110-4 volts par exemple qui, pour un prix modique, permettra des essais intéressants.

Le microphone sera un modèle pour amateur à grenaille, placé dans une monture spéciale munie d'un manche.

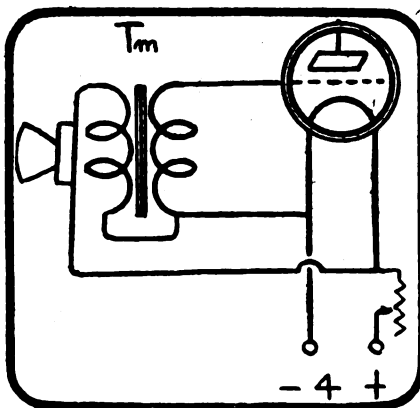


Fig. 11.

L'amateur peut utiliser de simples pastilles microphoniques vendues quelques francs.

Bien que dans tous nos schémas nous ayons prévu une source de courant (2 à 6 volts) indépendante pour l'alimentation du circuit primaire de ce transformateur, il est beaucoup plus simple d'utiliser pour cela, toutes les fois que

la chose est possible, le courant de basse tension de la lampe qui suit, comme l'indique la figure 11. On en retire deux avantages :

1° Le circuit gagne en simplicité.

2° Si le pôle + est pris après le rhéostat de la lampe, le fait d'éteindre cette dernière interrompt le circuit du microphone et évite de décharger inutilement la batterie. Le dispositif de la figure 11 peut être appliqué aux schémas des figures 4, 5, 6, 7 et 10. Pour les figures 8 et 9 la basse tension de la modulatrice peut être trop forte et il importerait de la réduire avant de l'appliquer au microphone.

Tous les microphones n'ont pas, il s'en faut, la même résistance, certaines pastilles dites « des P. T. T. » absorbent facilement de 0,3 à 0,5 amp., mais un microphone courant d'amateur ne prend pas plus de 80 à 100 M. A.

En terminant nous ne voudrions pas laisser subsister dans l'esprit de l'amateur une idée aussi fautive que préconçue : l'émission en téléphonie n'est pas seulement réservée aux favorisés de la fortune et n'exige pas des accessoires coûteux : nous effectuâmes en 1924 (record à l'époque, croyons-nous) sur la bande des 100 mètres (indicatif provisoire F8NS) une liaison phonie avec l'amateur finlandais Fn2NM qui nous accusait R.7. L'émetteur était un Reversed Feed Back 40 watts, modulation choc. La self d'arrêt basse fréquence, le transformateur microphonique et le microphone étaient constitués par un primaire de transformateur 110-4 volts, un transformateur et une pastille téléphonique, le tout nous ayant coûté exactement la somme de 22 francs...

■ ■ ■ ■ ■

LA TECHNIQUE PHONOGRAPHIQUE

Les secrets de l'enregistrement

■ ■ ■ ■ ■

NOUS avons vu, au cours de nos précédents articles, le principe de l'amplification des ondes sonores produites dans la salle d'enregistrement. Si nous avons pu jeter un coup d'œil furtif sur les appareils enregistreurs proprement dits, il ne nous a pas été permis de pousser plus avant nos investigations et, pour pouvoir vous donner une idée de ce qu'est l'appareil enregistreur, il nous a fallu porter notre champ d'action ailleurs.

Sans aucune ruse, sans bourse délier, vous pouvez près de la place Clichy, descendre un peu la rue de Péetrograd, et si vous n'avez pas peur de la chaleur, si vous ne craignez pas de rester un après-midi sans fumer et de sentir le vieux papier, vous pourrez comme nous copier différents brevets se rapportant aux appareils inscripteurs. Si vous avez un peu de patience nous vous éviterons ce mal. La publication s'échelonnara pour éviter l'encombrement du journal sur plusieurs mois...

Voici, pour aujourd'hui, un « brevet d'invention » intitulé : « Perfectionnements apportés aux systèmes vibratoires », au nom de la Société dite : « Le Matériel téléphonique (Société Anonyme) résidant en France (Seine). » Demandé le 30 octobre 1925 à 14 h. 35' à Paris. Délivré le 16 février 1926. Publié le 26 mai 1926. Cette invention se rapporte à des systèmes mécaniques servant à transmettre l'énergie vibratoire, et elle a pour objet de perfectionner les caractéristiques de transmission de ces systèmes.

« On sait que dans la transmission non déformée des ondes d'énergie à fréquences multiples, telles que celle de la parole ou de la musique, qui se fait au moyen d'une ligne de transmission mécanique, chaque portion de la ligne doit avoir pratiquement la même impédance caractéristique, tout

le long de l'échelle des fréquences à transmettre, que les portions la précédant et la suivant immédiatement. Il est beaucoup plus commode et par conséquent préférable de construire la ligne mécanique de manière qu'elle ait une impédance caractéristique pratiquement constante tout le long de l'échelle des fréquences.

« On montre dans cette demande de brevet une ligne mécanique chargée qui possède de grandes propriétés de dissipation, et qui s'adapte tout particulièrement pour être utilisée comme réseau final dans un système qui aurait autrement une impédance finale non uniforme. Cette ligne devrait avoir une grande dissipation ou amortissement, de manière qu'une courte longueur de cette ligne ait pratiquement les caractéristiques d'une ligne infiniment longue. On a trouvé qu'un corps allongé fait d'une matière dissipatrice d'énergie, telle que le caoutchouc, si elle est proportionnée convenablement, possède les caractéristiques exigées, de masse, d'élasticité, de résistance et de dissipation, et, par conséquent, on peut lui donner une impédance caractéristique désirée pour qu'une courte longueur de cette matière représente pratiquement une ligne infiniment longue. Cette ligne mécanique dans sa forme préférée est similaire à une ligne électrique chargée d'une façon permanente ayant ses constantes uniformément distribuées sur toute sa longueur, ce qui la distingue d'une ligne à charge échelonnée.

« Une autre caractéristique de l'invention procure un système perfectionné pour supporter et équilibrer l'armature dans un système reproducteur électromagnétique, au moyen duquel les forces de rétablissement peuvent être amenées à varier avec le déplacement de l'armature, de la même manière que l'attraction provoquée par le

champ magnétique constant. L'armature est supportée sur des pivots à tranchant par un membre de tension par les axes d'oscillation ; une extrémité du membre de tension est fixée par de courts ressorts rigides, et l'équilibrage est obtenu en disposant de chaque côté du pivot des ressorts en forme de genou : on peut régler la tension des ressorts en les déformant au point de support.

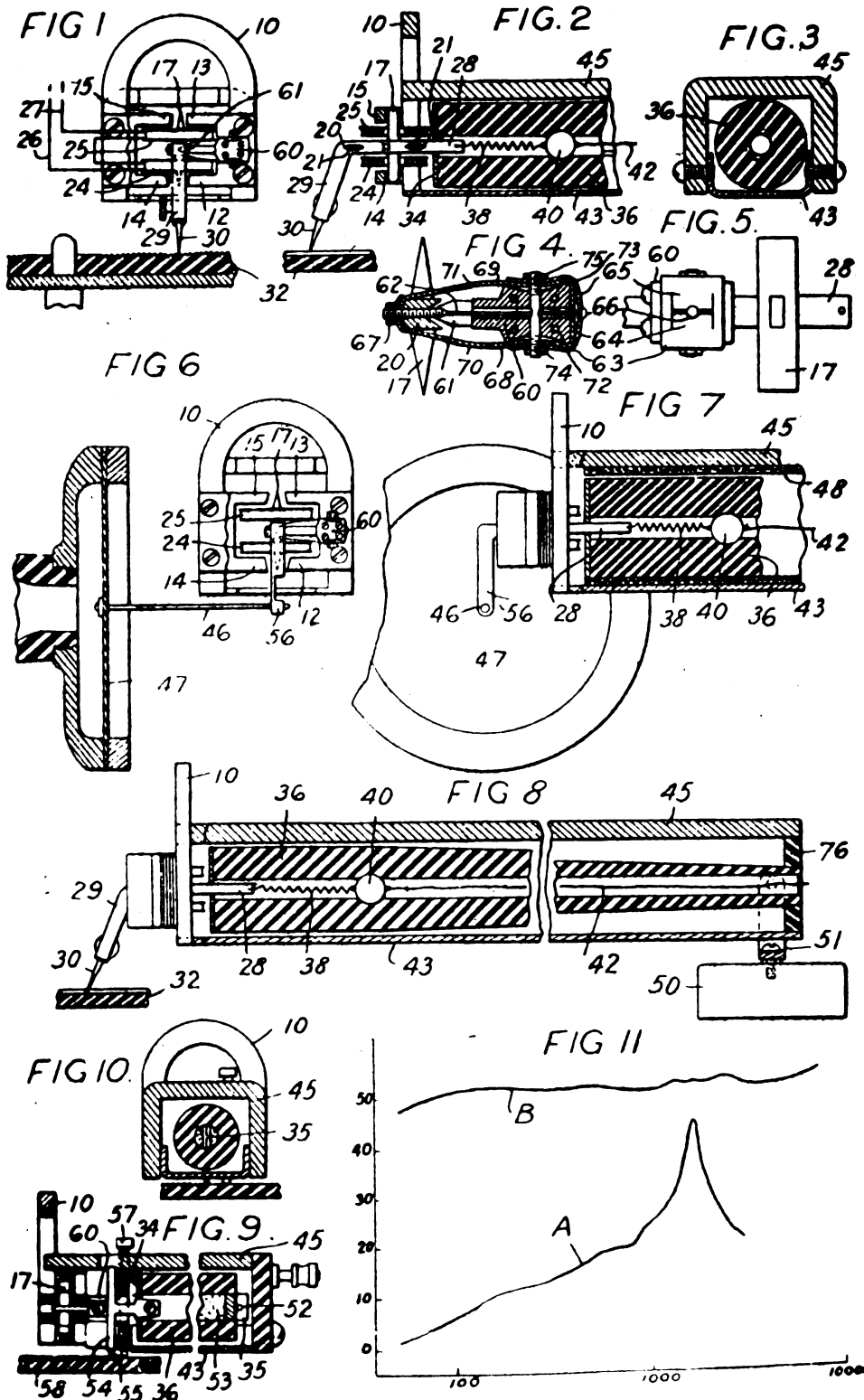
« La figure 1 est une vue de face ; la figure 2 est une coupe en long, et la figure 3 est une coupe transversale de l'une des applications de l'invention. Les figures 4 et 5 sont des vues de détail du support de l'armature. Les figures 6 et 7 sont respectivement des coupes de face et en long d'une autre forme de l'invention. La figure 8 est une coupe en long d'une modification de la figure 2. Les figures 9 et 10 sont respectivement une coupe en long et une autre coupe transversale d'une autre forme de l'invention. La figure 11 montre graphiquement les caractéristiques du dispositif des figures 9 et 10.

« En se référant particulièrement aux figures 1, 2, 8 et 9, on peut voir un reproducteur électromagnétique de phonographe ou enregistreur possédant un aimant permanent 10. Si on le désire, on peut cependant utiliser un électro-aimant. Les pièces polaires 12, 13 et 14, 15 de fer doux se trouvent fixées à l'aimant 10 et, de préférence, elles sont feuilletées avec des extrémités biseautées entre lesquelles se trouve soutenue, sur pivots, une armature 17 qui se termine en pointe de manière à réduire sa masse. L'armature 17 est montée sur une barre allongée 20, faite, de préférence, d'un alliage approprié d'aluminium, et elle possède des ouvertures 21 pouvant recevoir les pivots à tranchant 61 sur un membre de support 60 fixé

N° 605.442

Société dite
Le Matériel Téléphonique
(Société Anonyme)

Pl. unique



aux pièces polaires 12, 13. La barre est maintenue sur ses pivots et l'armature est équilibrée, de préférence, par des moyens amortisseurs de support et d'équilibrage montrés en détail dans les figures 4 et 5 et qui sont

décrits par la suite. Une paire d'enroulements 24 et 25 sont montés sur le même axe que l'armature entre les pièces polaires, et ils sont connectés au moyen des conducteurs 26 et 27 à un circuit électrique approprié.

La barre 20 est recourbée vers le bas à son extrémité extérieure, de manière à former un porte-style 29, sur lequel se trouve montée une aiguille de phonographe en contact avec un dispositif enregistreur 32. Le dispositif peut être utilisé comme enregistreur ou comme reproducteur de la parole et de la musique. Cependant, les arrangements montrés dans les figures 1, 2 et 8 sont utilisés de préférence comme reproducteurs, et la forme préférée pour l'enregistreur est montrée dans les figures 9 et 10.

« A l'extrémité de la barre 20, et du côté opposé du porte-style se trouve une plaque 34 d'aluminium bien mince, ou de quelque matière légère, et, en contact avec la plaque 34, on peut voir un tube ou un cylindre 36 de caoutchouc dans lequel on a foré un petit conduit longitudinal. A l'intérieur de ce tube, et fixé à la barre 20 et à une bille 40, se trouve un ressort 38. La bille 40 est légèrement plus grande que le diamètre du conduit, et on peut, au moyen d'un cordon 42, ou d'un autre moyen approprié, placer à n'importe quel point désiré, et à l'intérieur du cylindre de caoutchouc, la bille 40, ou tendre le ressort et maintenir ainsi le cylindre de caoutchouc contre une plaque 34. L'extrémité 28 de la barre 20 est, de préférence, d'une section droite rectangulaire et légèrement effilée, et la plaque 34 possède une ouverture rectangulaire à travers laquelle l'extrémité 28 est maintenue par la tension du ressort 38 et le tube de caoutchouc 36. Le cylindre ou tube de caoutchouc 36 est enfermé dans une sorte de boîte formée des membres 45 et 43 en U, et il est de préférence isolé de cette boîte de manière à éviter le plus possible tout frottement à la surface du caoutchouc qui interférerait dans la transmission des vibrations. En faisant que les dimensions intérieures des membres en U 45 et 43 soient pratiquement plus grandes que le diamètre du cylindre ou tube de caoutchouc, on n'utilise généralement pas de supports pour le tube, mais, néanmoins, on peut le faire reposer sur toute sa longueur, sur du feutre souple ou sur de la ouate, ou faire reposer son extrémité extérieure sur une bague de feutre, de coton ou de caoutchouc éponge, ainsi qu'on le montre dans la figure 8.

«Cependant, dans la plupart des cas, on croit qu'il est préférable de renforcer le tube 36 au moyen d'un ruban métallique 35 mince, ainsi qu'on le montre dans les figures 9 et 10, ceci évite que la ligne de caoutchouc s'affaisse et prenne contact par ses extrémités avec la boîte.

«La ligne de caoutchouc ici décrite est similaire à une ligne électrique uniformément chargée. La formule générale pour l'impédance de n'importe quel réseau mécanique est

$$Z_n = \sqrt{\frac{r + j\omega M}{g + \frac{j\omega}{S}}}$$

où r représente la résistance mécanique par unité de longueur et correspond à la résistance électrique, g représente la conductance mécanique dans une section unitaire de la ligne et correspond à la conductance dans le cas électrique; M représente la masse correspondant à l'inductance électrique, S représente l'élasticité par unité de longueur et correspond à la réciproque de la capacité dans un circuit électrique.

«De manière que les vitesses de l'armature pour toutes les fréquences s'atténuent pareillement, ces constantes doivent avoir des variations telles que $\frac{r}{S} = gM$. En d'autres termes, les conditions exigées pour qu'une ligne mécanique ait une impédance caractéristique de résistance pure sont les mêmes que celles exigées quand il s'agit d'un réseau électrique pour résistance pure. La vitesse de l'armature correspond à un courant dans un circuit électrique. En choisissant une matière ayant la rigidité appropriée ou élasticité, la masse et la résistance, l'impédance peut être amenée à être indépendante de la fréquence et, dans ce cas, la vitesse de l'armature est une copie fidèle de la force mécanique appliquée dans le cas d'un reproducteur ou de la force électromagnétique dans le cas d'un enregistreur.

«La ligne de caoutchouc devrait avoir une longueur considérable. Elle devrait du moins être suffisamment longue pour dissiper pratiquement toute l'énergie qui lui est communiquée, et cela avant qu'elle puisse être transmise d'une extrémité de la ligne à

l'autre extrémité, et réfléchi au point de départ.

«Ceci est fort désirable puisque, si une partie considérable de l'énergie transmise est réfléchi au point de départ, l'énergie réfléchi est en phase, pour certaines fréquences des vibrations appliquées et hors de phase pour d'autres fréquences et, dans ce cas, la ligne a une impédance variable et ne répond pas ainsi avec des vitesses égales aux forces égales pour toutes les fréquences. Si la matière utilisée pour la ligne possède un petit taux de dissipation de l'énergie motrice, la ligne doit être longue, mais, si au contraire, la matière possède un taux élevé de dissipation, la ligne peut être courte. Des résultats excellents ont été obtenus avec une ligne cylindrique de caoutchouc pur ayant une longueur de 0 m. 230, un diamètre extérieur de 0 m. 0125 et un diamètre intérieur de 0 m. 006. Cependant, il est évident que des matières dissipatrices de la vibration autres que le caoutchouc peuvent être utilisées, telles que du cuir, du feutre, du bouchon et du plomb spongieux.

«Les figures 6 et 7 montrent l'application de l'invention à un transmetteur électromagnétique. Dans ce cas-ci, le bras 56 est connecté au diaphragme usuel 47, au moyen d'une tige 46. La ligne de caoutchouc 36 repose sur une enveloppe 48, très souple, faite de coton ou de feutre, mais elle peut être aussi supportée par n'importe lequel des arrangements ici décrits. Quoique cet arrangement puisse être utilisé comme récepteur haut-parleur, il est préférable, lorsqu'on l'utilise ainsi, de placer le bras 56 entre l'armature et la ligne de caoutchouc, comme dans le cas de l'enregistreur montré dans la figure 9. Dans la figure 8, la ligne de caoutchouc est montrée comme s'allongeant à partir du bras 28, graduellement en pointe. Cette forme de ligne peut se produire en sens opposé et cela dépend des caractéristiques désirées. Le reproducteur peut reposer sur un bloc métallique 50 relativement lourd au moyen d'un membre à U 51 placé à pivot sur la boîte 45 de manière à permettre un mouvement vertical, et aussi sur le bloc 50, de manière à permettre un mouvement horizontal.

«Cet arrangement fournit un support approprié pour l'enregistreur et le reproducteur, il facilite leur transport

et ils peuvent être rapidement fixés à n'importe quel type étalon de machine parlante.

«Dans la modification montrée dans les figures 9 et 10, le disque 34 est tenu commodément contre le cylindre 36, au moyen d'une lame 35 d'aluminium ou de toute autre matière appropriée qui prolonge la longueur du cylindre.

«L'une des extrémités de la lame 35 est fixée au moyen d'un rivet ou de toute autre manière à la barre 20, et le tube est maintenu dans sa position par un autre rivet 52.

«En comprimant légèrement le tube dans le sens de la longueur, on obtient la tension appropriée de manière à maintenir les parties ensemble. En disposant verticalement la lame 35, une rigidité suffisante est donnée à la ligne qui ne peut alors s'affaisser et toucher les parois de la boîte. Lorsqu'une charge additionnelle est requise, on peut remplir le tube 36 d'une matière pulvérisée 53 de n'importe quelle masse désirée. On a trouvé que du plomb de chasse très fin donne des résultats très satisfaisants. L'extrémité du tube peut alors être fermée par des moyens appropriés. La figure 9 montre aussi l'arrangement préféré pour un enregistreur. Dans ce cas, la barre 54 du style est placée entre l'armature 17 et la ligne de caoutchouc 36 et elle possède un style tranchant 55. Une vis micrométrique 57 fixée à l'enregistreur repose sur le disque 58 et sert à mesurer la profondeur de l'entaille faite dans le disque.

«L'arrangement préféré pour supporter et équilibrer l'armature est montré dans les figures 4 et 5. Le membre support 60 soutient les tranchants 61 qui pénètrent dans les ouvertures 21 et dans la barre 20 à laquelle se trouve fixée l'armature par des moyens appropriés. La barre 20 est maintenue sur ses pivots à tranchant au moyen d'une mince tige 62 qui s'étend à travers le membre 60 et la barre 20. L'une des extrémités de la tige 62 est fixée au membre 60 au moyen d'une plaque 63 qui possède deux talons 64 et 65 séparés de la plaque. Ces talons sont recourbés vers l'extérieur de manière qu'ils puissent agir comme des ressorts, et ils reçoivent le bout 66 de la tige 62. L'extrémité opposée de la tige 62 se prolonge à travers la barre 20, et elle est filetée pour recevoir un écrou

67 qui ajuste la tige de tension 62 et les ressorts 64 et 65. De manière à équilibrer l'armature dans le champ magnétique constant, on a fixé à la barre 20 et sur chaque côté d'un pivot les membres 68 et 69 flexibles et élastiques.

« Les membres 68 et 69 sont des ressorts plats en forme de genou qu'on a légèrement cambrés. Leurs extrémités opposées sont fixées au membre 60 au moyen d'un membre à U 63 et de la barre 62. Les parties cambrées 70 et 71 doivent former un angle suffisant pour permettre un déplacement maximum de l'armature avant que les membres 68 et 69 soient devenus droits. Le membre 60 possède des fentes ou rainures transversales 72 et 73 à l'intérieur desquelles les ressorts peuvent être déformés sous la pression des écrous 74 et 75 pour régler la tension et équilibrer l'armature dans le champ magnétique. Les courbes de la figure 11 montrent les caractéristiques des enregistreurs avec et sans la ligne de caoutchouc de l'invention. Les courbes sont tracées en ayant comme ordonnée la vitesse en unités de transmission, et comme abscisses les fréquences à courant moteur constant. La courbe A est une courbe

typique montrant la caractéristique d'un type perfectionné d'enregistreur amorti. On voudra bien noter que, quoique l'amortissement ait été appliqué dans ce cas, il existe un point culminant déterminé de résonance pour une fréquence se trouvant dans les limites de l'échelle audible. La courbe B est la courbe typique d'un enregistreur possédant la ligne de caoutchouc de l'invention. Dans ce cas le résultat est pratiquement uniforme sur toute l'échelle audible et le rendement est pratiquement augmenté, principalement à chaque extrémité de l'échelle audible.

« Il est évident, d'après la courbe B, qu'un enregistreur comprenant l'invention est particulièrement approprié pour enregistrer les sons produits par un instrument de musique ou par un groupe d'instruments de musique, car il est capable d'enregistrer fidèlement les notes de haute et de basse fréquence, ainsi que les caractéristiques des harmoniques des différents instruments. Pour la reproduction naturelle de ce qui a été enregistré il est tout à fait important que les harmoniques soient fidèlement enregistrés et reproduits de manière qu'on puisse reconnaître les instru-

ments individuels. Dans le type usuel des reproducteurs utilisés, ces harmoniques sont insuffisamment enregistrés pour qu'on puisse reconnaître clairement les instruments.

« Quoique cette invention ait été décrite comme s'appliquant à des dispositifs électromagnétiques d'enregistrement et de reproduction, il est évident qu'elle peut s'appliquer parfaitement à des transmetteurs, aux enregistreurs et reproducteurs mécaniques usuels, à des oscillographes ou à n'importe quel système mécanique de vibration.

RÉSUMÉ

« Une ligne mécanique ayant la forme d'un tube ou cylindre de caoutchouc souple, et qui forme une impédance finale pour un système mécanique de vibration. Lorsque cette ligne est soumise à des vibrations de torsion dans ledit système, elle atténue pratiquement et d'une manière égale les vibrations de toutes les fréquences.

« Société dite : Le Matériel téléphonique (Société anonyme), 46, avenue de Breteuil, Paris (7^e). »

Pour copie conforme :
L. DUMY, Ing.

La fabrication du disque

■ ■ ■ ■ ■

NOUS avons vu dans notre précédent article comment la cire enregistrée est plombagée puis mise au bain pour donner un premier galvano, archive précieuse de l'original hors de service par la simple mise au bain ; comment de ce premier galvano on en tire un deuxième, image positive du disque, que l'on peut écouter avec des aiguilles en fibre que d'habiles graveurs sur métaux peuvent corriger dans une certaine mesure ; comment de cette deuxième image positive on tire le galvano qui servira au moulage du disque.

Nous allons voir aujourd'hui comment on « moule » un disque. Les galvanos de travail nickelés sont ou

soudés sur des flancs résistants épais, ou sertis sur ces mêmes flancs, ou utilisés directement, seuls sur des moules appropriés.

Chaque firme a des méthodes qu'elle cache le plus soigneusement possible.

La presse à disque est une presse hydraulique agencée de façon toute spéciale.

Autrefois la presse était très simple : le moule amovible était chauffé sur une table chauffante, les galvanos chauffés étaient placés dans chacune des moitiés du moule, un goujon placé au centre recevait une première étiquette, puis la matière chauffée au préalable, puis la seconde étiquette. On fermait le moule et l'ouvrier le portait rapidement dans la presse qui

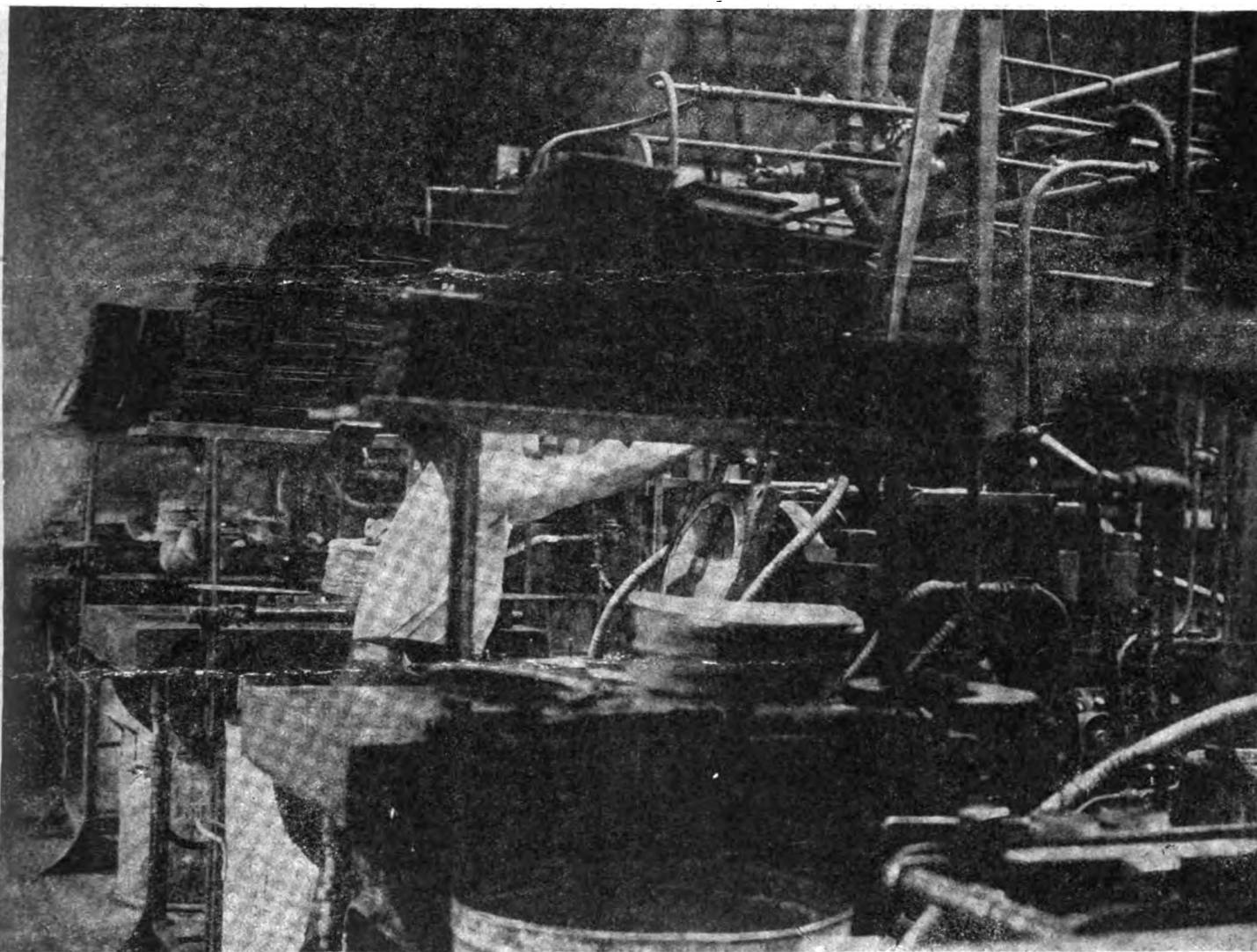
comportait outre le système du pressage un dispositif réfrigérant. Le temps de la préparation d'un second moule et le disque était refroidi et bon à démouler. Ce système archaïque et très pénible pour le presseur permettait de tirer une trentaine de disques à l'heure.

Actuellement la plupart des firmes sont munies de presses à grand rendement. Notre photographie montre une presse d'une usine de la proche banlieue parisienne. Le presseur a sa matière à disque sur une table chauffante à sa droite. La réserve de matière est visible sur la planche à la hauteur de sa tête. Le moule étant extrait de la presse glisse sur des rails et est ouvert. On voit sur la photographie la partie supérieure du moule relevée vertica-

lement. Le presseur place une première étiquette, de la matière chauffée ou éventuellement une âme enduite de matière chauffée, puis la deuxième

presseur. Cela va plus vite à faire qu'à décrire puisque un presseur exercé peut faire plus de soixante disques à l'heure avec une machine moderne.

que certaines firmes y mettent une âme constituée soit d'une sorte de papier soit de matières plus sonores telles que le celluloid. C'est en somme



étiquette. Le moule est refermé, poussé sous la presse. La pression est mise pendant que le moule est chauffé à la vapeur quelques secondes. Un jeu de manettes et le moule est aussi vite refroidi. Le disque démoulé automatiquement est sorti du moule par le

La matière à disque, nous n'en avons pas encore causé, a une composition bien difficile à définir puisque chaque maison a sa formule. Néanmoins, nous pouvons dire qu'il y a dedans beaucoup de baryte, de la gomme laque, du coton, des vieux disques cassés, et

une bonne matière moulée courante au seul détail près que la texture en est très fine ; quant au pourcentage de la composition, même pour une firme déterminée, il est essentiellement variable.

L. D., Ingénieur.



Recherches et essais sur les lampes de T. S. F.

(Suite)

par A. KIRILOFF, Ingénieur Radio E. S. E.

■ ■ ■ ■ ■

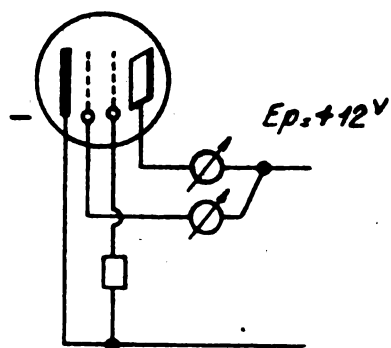
Lampes spéciales et perfectionnement des lampes.

NOUS étudions ici-même les lampes spéciales, ayant une destination spéciale et basées sur différents principes de fonctionnement. Cette classe de lampes est très variée et nous n'en donnerons qu'un bref aperçu. Une des places importantes de cette classe est occupée par la lampe pour l'étude des effets photoélectriques. Cette nouvelle région scientifique, ouverte par

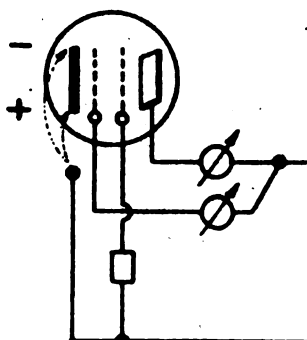
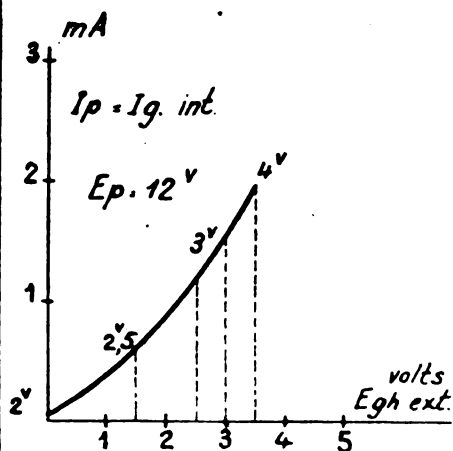
les recherches du général Ferrié, basée sur le principe de l'influence de la lumière sur l'émission électronique, a reçu une grande extension dans la science pure et tout particulièrement en astronomie pour la détermination exacte du temps. Le principe de la lampe pour effet photoélectrique est le suivant : l'on introduit dans l'ampoule, sous forme de vapeur, de l'hydruure de potassium qui se dépose en couche mince sur les surfaces intérieures de l'ampoule. L'hydruure de potassium est réuni, à l'aide d'un fil de platine, avec le pôle négatif

de l'accu, le pôle positif est réuni avec l'électrode représentant la boucle du fil isolé. Si l'on jette un faisceau de lumière sur cette cellule de laquelle l'on a préalablement pompé l'air, il est possible de remarquer la déviation du galvano A (voir fig. 112).

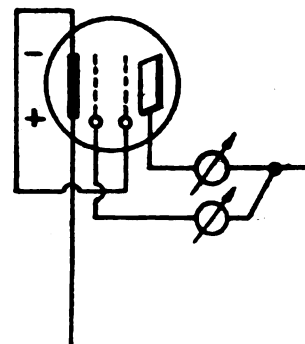
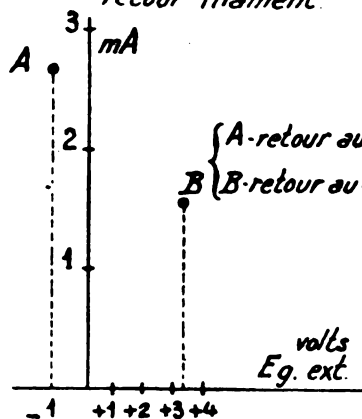
Le courant est très faible, de l'ordre de $1 \mu A$. On peut, pour l'amplification, employer le montage d'un schéma ordinaire d'amplificateur. Sous l'action de la lumière se réalise une diminution du courant fil-plaque qui sert à déterminer l'effet photoélectrique. De bons résul-



Point de croisement $f(E_{ch})$



Déplacement du point de croisement en fonction de retour filament.



Point de croisement $f(E_{ch})$ pour $E_p: 10V, 12V, 14V$.

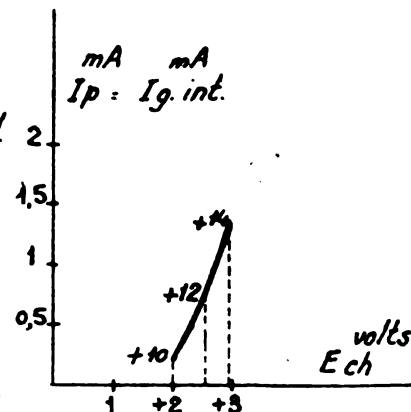


Fig. 98.

Analyse DG

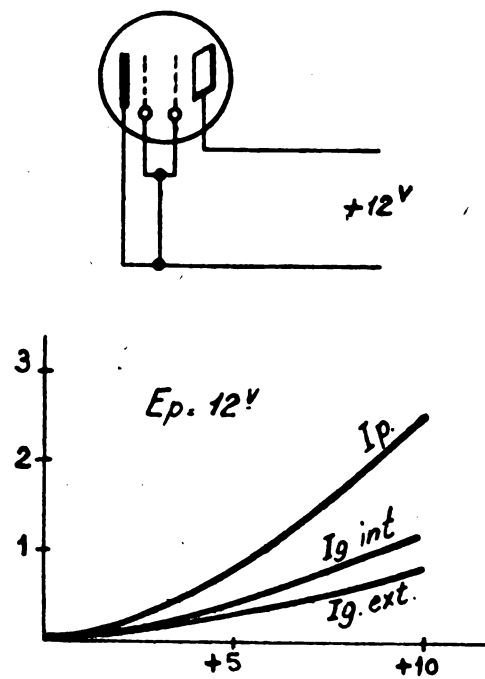
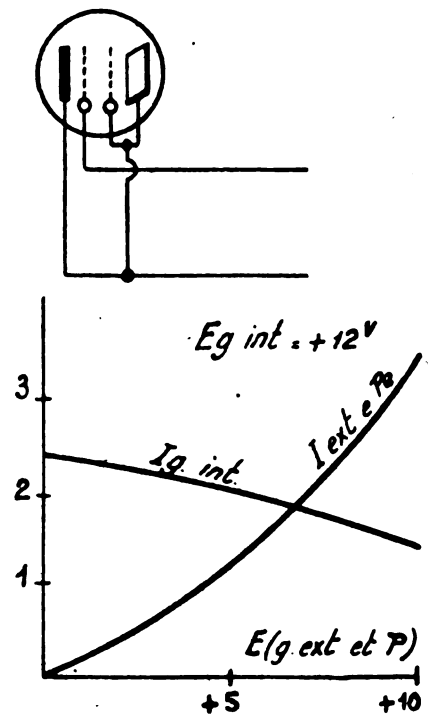
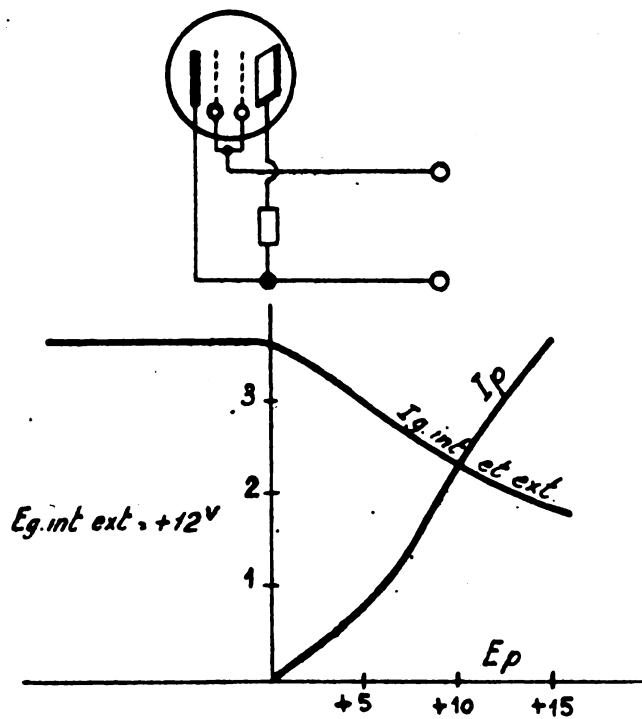


Fig. 99.

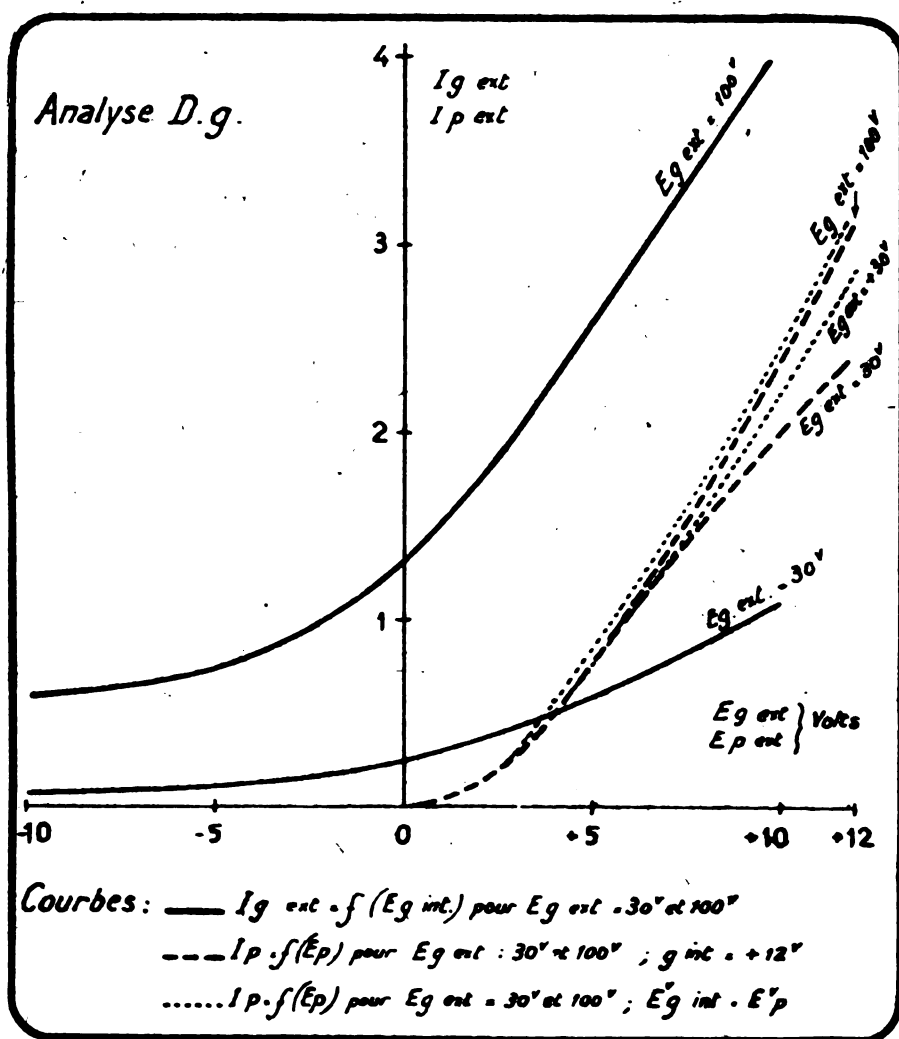


Fig. 100.

tats d'amplification sont également obtenus à l'aide de la lampe D. g. (voir le montage 113).

Dans ce même sens d'amplification, est intéressante la lampe de M. Jouaust à grande résistance interne, de l'ordre de 1Ω , ce qui est obtenu grâce à un très grand diamètre de la plaque, ou encore grâce à un grand éloignement de cette électrode du filament.

Sont également intéressantes les

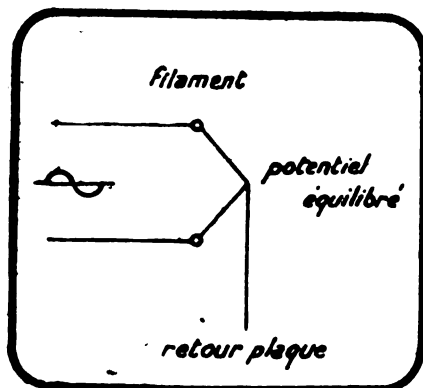


Fig. 101.

tentatives d'utiliser la théorie des rayons infra-rouges (voir fig. 114). Telle est l'idée d'une lampe, dont le principe de construction est le suivant : il est placé, sur la plaque A, une substance spéciale, dont le secret appar-

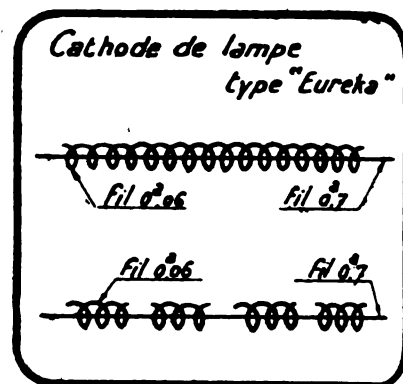


Fig. 102.

trons lors de l'action du champ électromagnétique H. F.

Une place séparée est réservée, dans la section des lampes spéciales, aux lampes multiples. Notons, parmi ces dernières, les lampes qui contiennent dans leur ampoule deux, trois et enfin quatre montages (Polytron) (Allemagne). En France, on peut remarquer la lampe Vateca (deux systèmes dans l'ampoule) :

Tube jumeau UU 412 : 4 volts
0 a. 12.

$K = 7,7$.

$\rho = 11.000 \omega$.

$a = 0,7 \text{ mAv}$.

En Allemagne, la Compagnie Te-Ka-De s'est spécialisée tout particulièrement dans la fabrication de ces lampes, cette compagnie a construit la lampe Penatron (VT 123) à deux montages dans l'ampoule (ch.: 3 v. 4; 0 a. 1) et l'autre lampe particulièrement intéressante, avec trois montages dans l'ampoule : VT 139, qui représente, en somme, trois lampes indépendantes (voir au tableau IV les éléments de la lampe VT 139 et le schéma du montage, fig. 115).

TABLEAU N° IV

| Éléments
de la lampe
VT 139 | E_f | I_f | a | K | ρ | s | | Chauffage
total |
|-----------------------------------|-------|-------|-------|----|--------|----|--------------------|--------------------|
| VT 128 | 3,5 | 0,15 | 1,4 | 10 | 7000 | 25 | D. B. F. | 3 v. 9 |
| VT 122 | 1,8 | 0,15 | 0,012 | 6 | — | — | B. F. D. H. F. | 0 a. 45 |
| VT 111 | 3,5 | 0,15 | 1,4 | 15 | 5000 | 25 | B. F. de puissance | 3 fils en |

tient à l'inventeur. Sous l'influence des rayons ultra-rouges, qui sont concentrés à l'aide d'une lentille spéciale, se forme un flux d'électrons entre l'anode et la cathode de la lampe.

Il serait intéressant de faire des expériences pour l'étude des ondes électromagnétiques sur des agents chimiques spéciaux et la formation des élec-

Cette lampe permet d'obtenir un montage du type reflex ; de plus, ces derniers temps, est devenu très répandu le montage Pentadyne et de même le montage spécial Te-Ka-De. Les lampes du type VT 123 et VT 139 sont particulièrement intéressantes pour les montages des postes portatifs.

Une place spéciale aussi est réservée

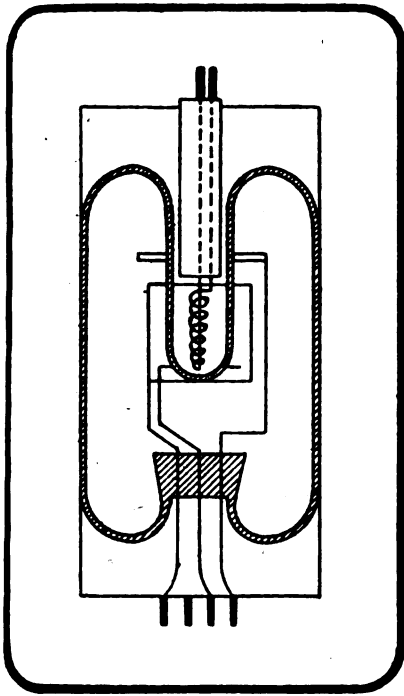


Fig. 103.

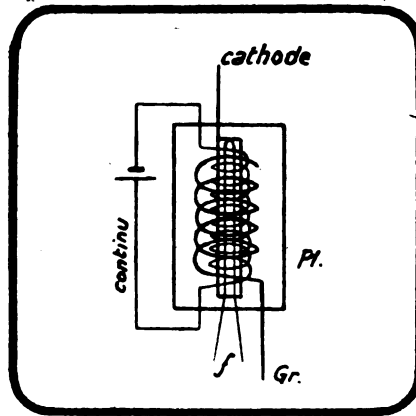


Fig. 105.

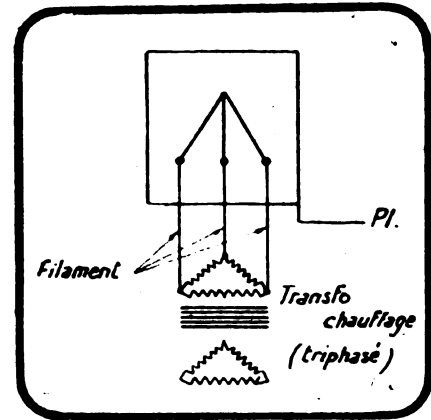


Fig. 106.

parmi les lampes multiples à la lampe Loewe, qui possède dans son ampoule non seulement le montage de deux ou trois lampes, mais le poste tout entier, les montages du détecteur et B. F. Nous donnons ici le schéma du montage de cette lampe (voir fig. 116). Le but essentiel de ce montage est de diminuer les pertes de capacités et résis-

tances du montage et d'arriver à obtenir leur stabilisation dans le vide.

Il existe plusieurs montages de lampes Loewe, dont les principaux

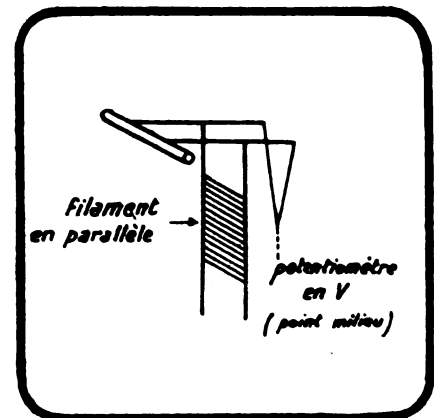


Fig. 107.

sont les suivants : 3 N.F., c'est-à-dire 3 B.F. ou 1D. + 2 B.F.

Parmi les lampes multiples, est intéressante celle qui est destinée à la réception simultanée d'ondes de lon-

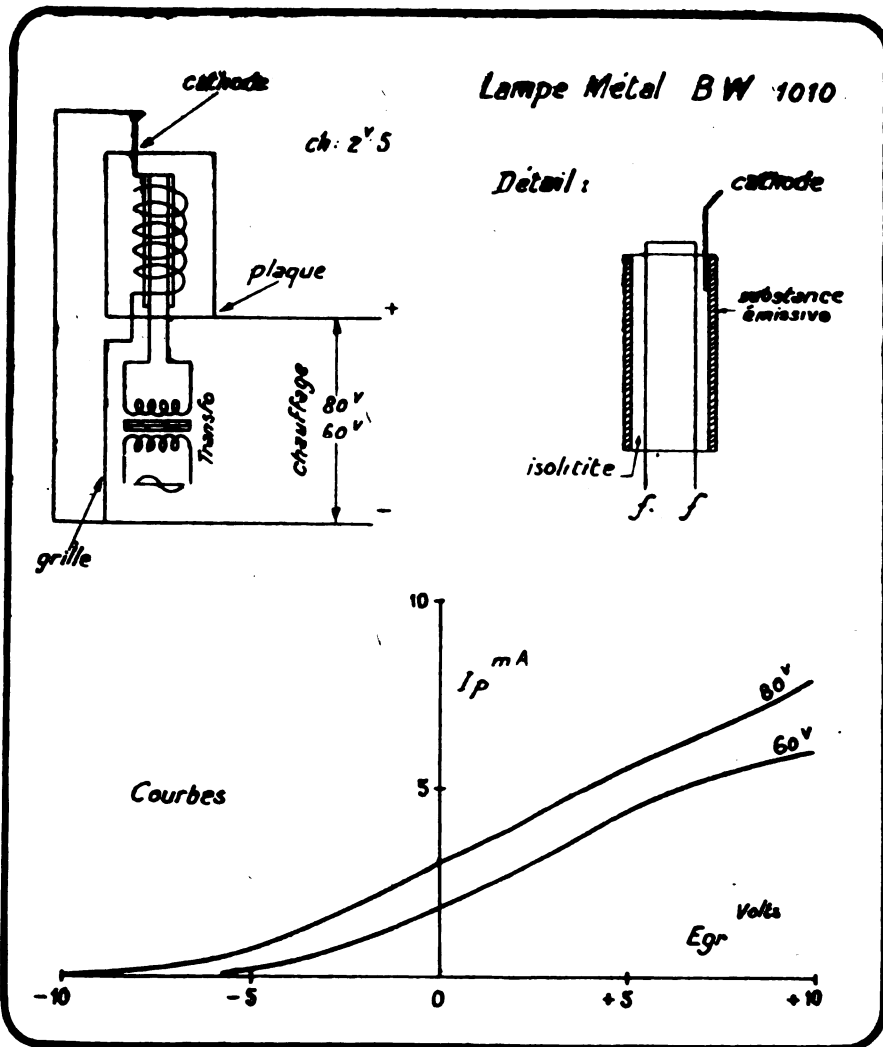


Fig. 104.

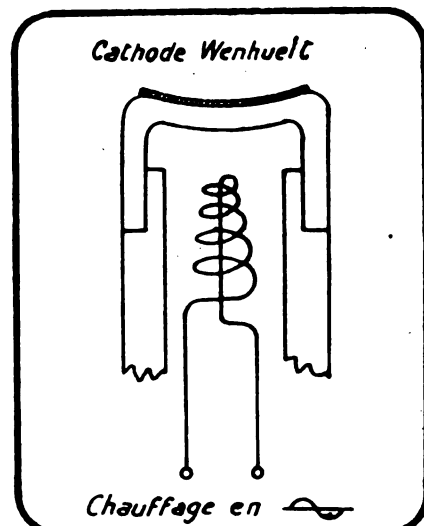


Fig. 108.

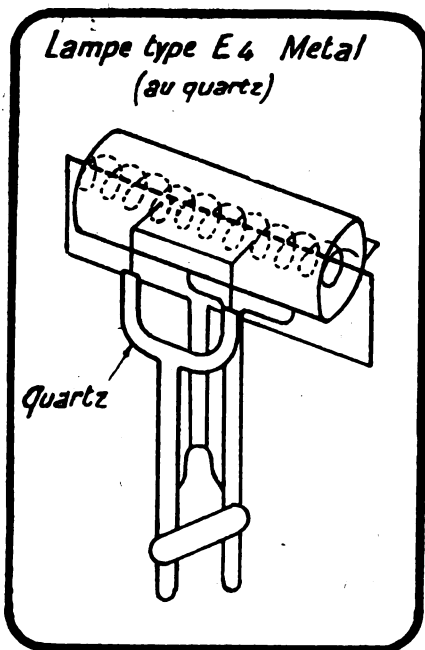


Fig. 109.

guez différentes (voir fig. 117). Le principe de cette lampe est le suivant : la plaque est partagée en segments,

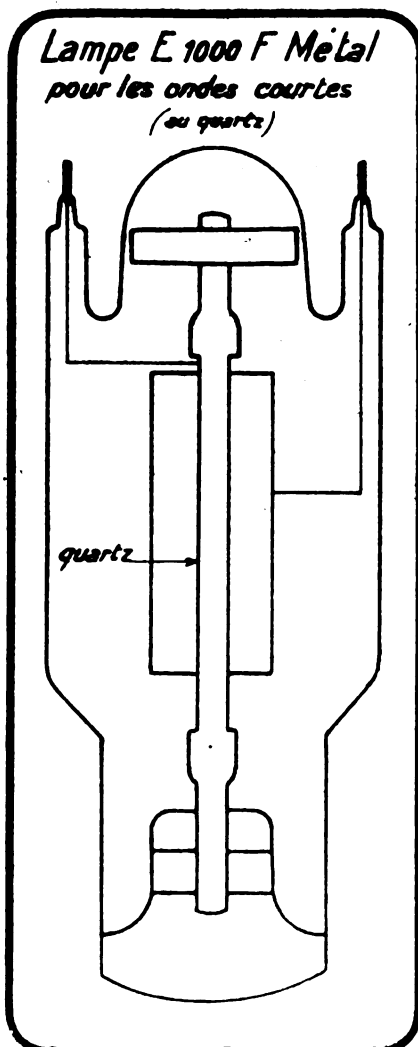


Fig. 110.

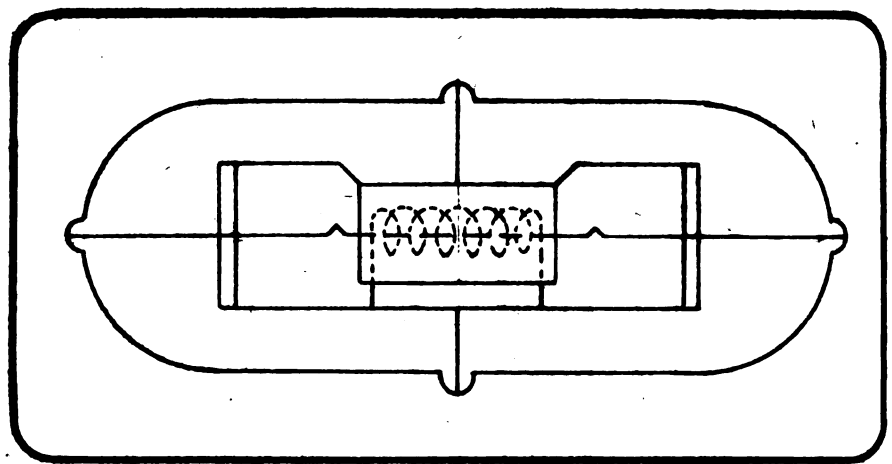


Fig. 111.

dont chacun est réuni à un circuit oscillant séparé. Des plaques spéciales sont placées entre le filament et les segments de plaques pour le contrôle de l'émission. Il est possible, à l'aide de

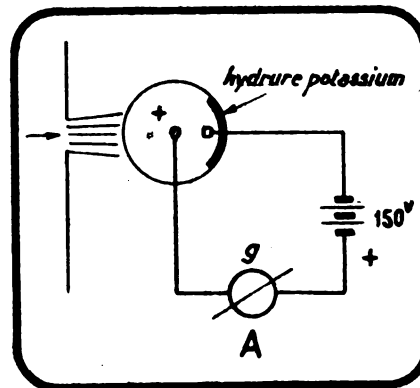


Fig. 112.

cette lampe, de recevoir simultanément plusieurs émissions de différentes longueurs d'ondes.

Nous pouvons également considérer comme lampe multiple les kénotrons

biplaques, destinées au redressement du courant. Ainsi, par exemple, Kenotron D. E. C. (Amérique) à 2 plaques; UX 213 (ch. : 5 v. ; 2 a. ; Valve V-12 Grammont biplaque, (fig. 118): 5 v. ; 2,2; Valve biplaque Métal, etc. Les courbes caractéristiques de ces lampes sont indiquées sur la figure 118. Sont également intéressantes les kénotrons destinées aux courants triphasés et possédant dans leur ampoule trois montages pour chaque phase du courant.

Les recherches des lampes multiples, possédant un grand nombre d'électrodes ont donné aux constructeurs l'idée de créer une lampe avec électrodes supplémentaires. Une grande quantité de lampes ont paru dans lesquelles les électrodes supplémentaires avaient un rôle et un but indépendants, et, grâce à cela, la lampe remplissait

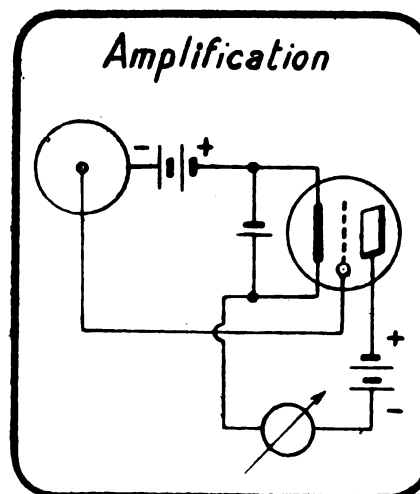


Fig. 113.

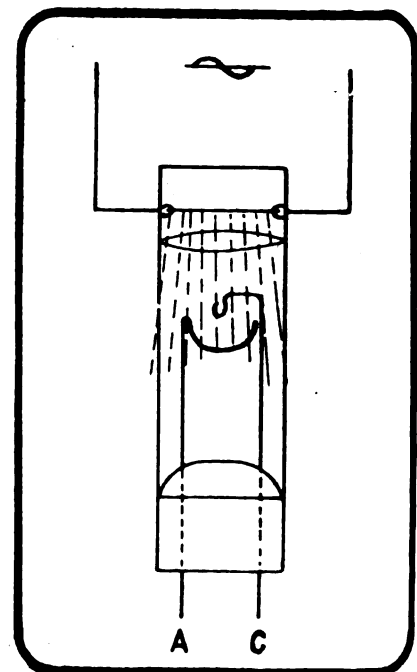


Fig. 114.

Montage VT 139 TE-KA-DE

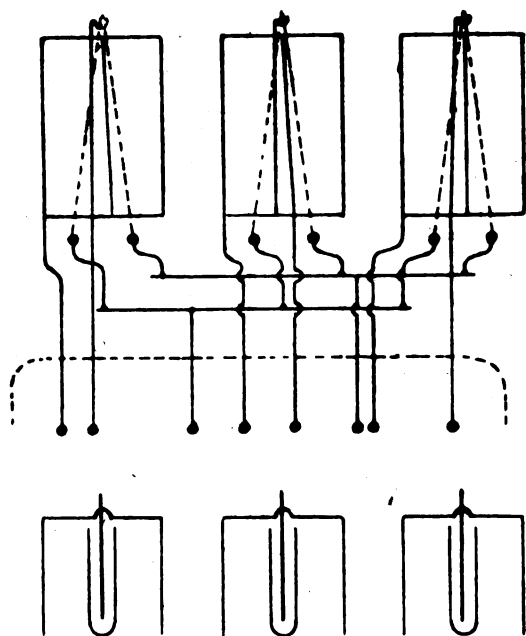


Fig. 115.

circuit fil-plaque. Avec potentiel négatif se produit l'effet contraire. Il est évident qu'avec potentiel positif, le phénomène principal se produit dans la neutralisation de la charge d'espace et l'augmentation du flux des électrons entre la plaque et le fil. Lors du potentiel négatif il était permis d'attendre que se produise également une répulsion d'électrons et une augmentation du flux des électrons entre le fil et la plaque, mais les expériences n'ont pas confirmé cette supposition.

Très curieuses également les tentatives faites en Allemagne de remplacer la grille dans la lampe par une niche cylindrique. Cette lampe (voir fig. 120), proposée par Huth et appelée Platron, possède les caractéristiques suivantes :
Ch. : 1 volt ; 0 a. 075 ; ρ 30.000 ω .

Lampe à trois grilles

Ces recherches du placement de plaques supplémentaires a également motivé des études pour l'augmentation du nombre des grilles dans la lampe, par exemple, la lampe à trois grilles.

Cette tentative n'est toutefois pas neuve et une telle lampe a déjà été proposée par Langmuir (fig 121) ; les expériences se poursuivaient encore avant la guerre. Ces lampes sont employées pour l'émission de même que pour les montages antiparasites. Nous remarquons ces temps derniers une grande animation dans l'étude de la

telle ou telle autre fonction indépendante. Notons, dans ce sens, la lampe Microlux, qui a créé la lampe à trois électrodes et deux filaments. Les particularités fondamentales de cette lampe sont : 1° durée de la lampe supérieure aux lampes ordinaires (presque deux fois), car elle permet de remplacer un filament par l'autre.

Toutefois, lors de l'incandescence d'un filament, une réaction se produit sur l'autre filament et le filament suivant brûle avec une moindre durée. Ces deux filaments peuvent s'allumer en || et cela permet d'augmenter la puissance de la lampe. Ces lampes donnent quelquefois un effet microphonique, étant donné la vibration de deux filaments, qu'il est difficile d'éviter.

Certains constructeurs se sont attachés à l'étude de l'influence de la plaque supplémentaire, placée de l'autre côté du filament. Cette lampe porte le nom de Négatron (voir fig. 119) et possède les particularités suivantes : si l'on donne, conformément au schéma à la grille un voltage positif, une partie des électrons se dirige vers A₂ et le courant A₁ fil-pl. diminue. Il se produit le même phénomène qu'avec la résistance négative. Selon Scott, ces lampes permettent la réception des ondes amorties $\lambda = 500$ m. — 20 km. Tel est également le type des lampes à miroir (brevet M. Benno et Weber). La plaque

supplémentaire y représente un miroir parabolique. Les expériences ont démontré que, lors du chargement de ce miroir par potentiel positif, il se produit une augmentation du courant dans le

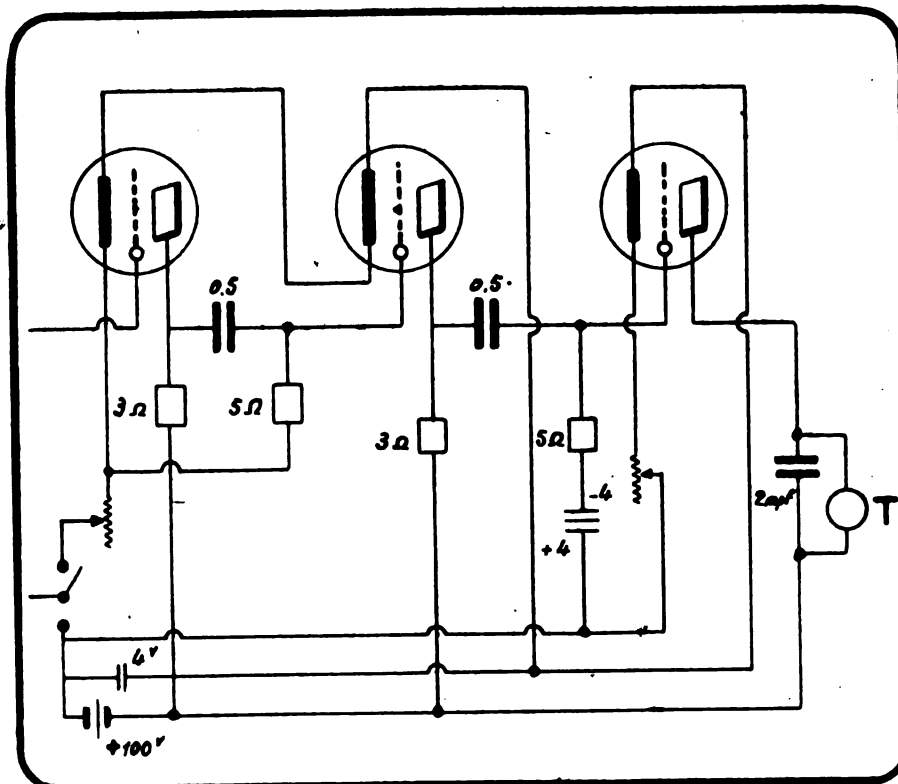


Fig. 116.

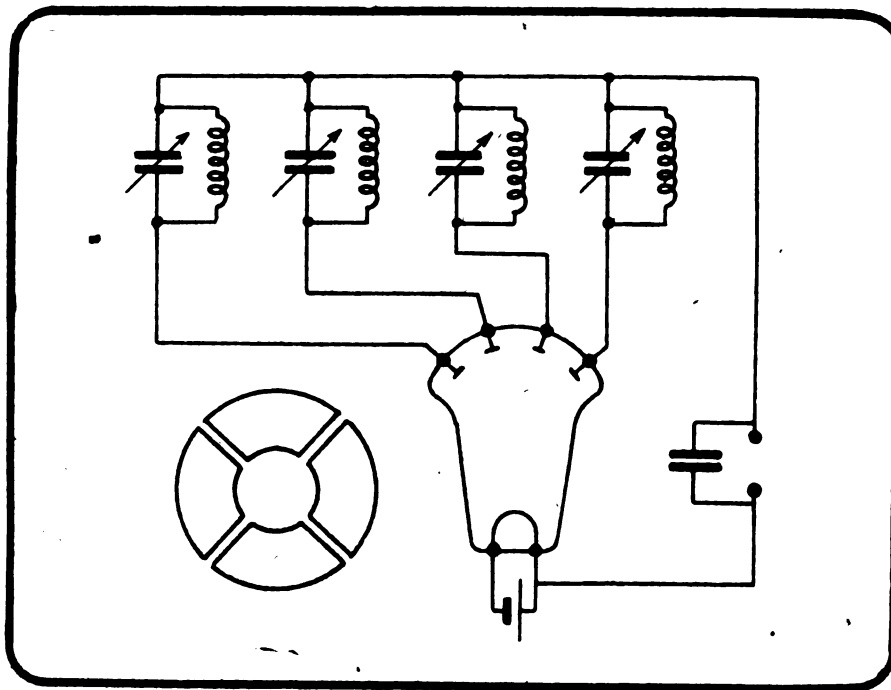


Fig. 117.

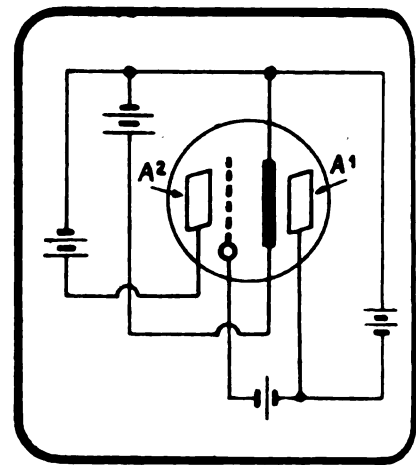


Fig. 119.

lampe à trois grilles en France, par Barthélemy et Chauvière. Les compagnies Radiotechnique, Métal, Philips, Vatea et autres maisons ont lancé toute une série de lampes à trois grilles. Nous donnons ici même les caractéristiques de l'une de ces lampes (Vatea).

Ch. 3-4 v.; 0 a. 06.

TN 406 } $a = 0,8 \text{ mAv. (env.) (fil-pl.)}$
 K = 20-30 (grille int.-fil.)
 10-15 (fil-plaque)
 $\rho \text{ (pl.)} = 42.000 \omega - 30.000 \omega$

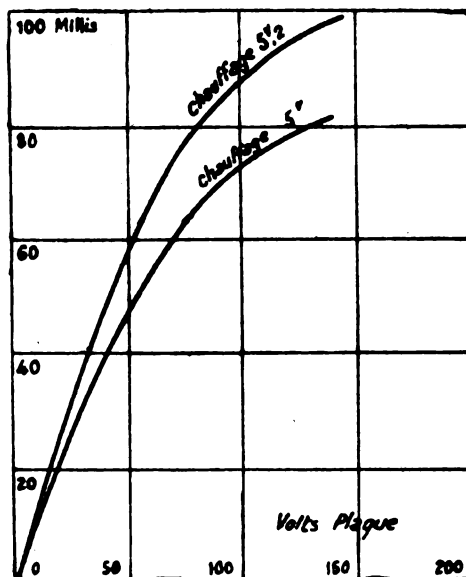
La caractéristique fondamentale de ces lampes est indiquée sur la figure 122.

Il est intéressant de noter que l'application des lampes à trois grilles ouvre un grand champ pour l'amélioration des montages récepteurs; l'application de ces lampes est intéressante comme changeur de fréquence et la lampe à trois grilles peut remplacer à la fois le changeur de fréquence et H. F. cryptadyne. Enfin, l'utilisation de cette lampe est intéressante pour le montage du type isodyne Barthélemy, etc...

Valve Fotos Grammont

Courbes de saturation
2 plaques reunies

Montage Biplaque



ch 5", 2", Tension pl. 150-400"

Saturation - 80 mA (env)

Débit du c. redresse - 20 25 mA

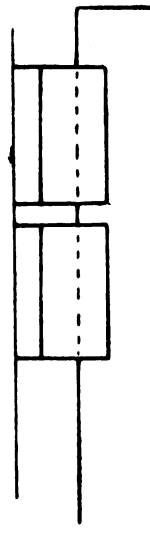


Fig. 118.

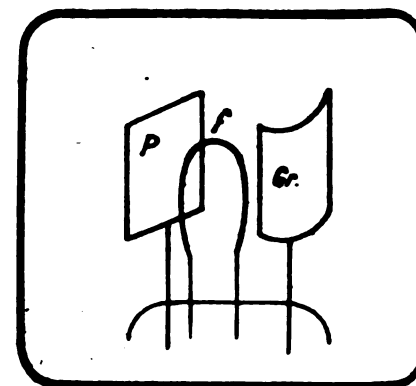


Fig. 120.

■ ■ ■ ■ ■

LA TECHNIQUE de L'ELECTRICITE

Le circuit magnétique

par P. FARAD

■ ■ ■ ■ ■

ETANT donnée l'extrême importance de cette question tant dans les machines que dans les organes statiques, il m'a paru intéressant de l'étudier pour les lecteurs de cette revue. Je sais bien que ceci sort un peu du cadre de l'amateurisme radioélectrique ; pourtant, si le bobinage d'une machine — plus particulièrement d'un induit — demande un tour de main indéniable, il n'en est plus de même pour un transformateur. Il m'a donc paru intéressant de tracer ici les grandes lignes du problème ou d'essayer de donner au lecteur les notions essentielles pour lui permettre

a) le bobinage d'un transformateur, b) celui d'un inducteur de dynamo. D'ailleurs, il importe de bien se rendre compte de l'importance du noyau ; c'est ce que je voudrais mettre plus particulièrement en relief dans cet article. Je n'ai pas en vue la détermination d'un modèle de machine ou de transformateur ; je voudrais seulement montrer comment on peut utiliser pour des fins données une carcasse que l'on a sous la main. Pour rester dans les limites que je désire respecter, je ne traiterai actuellement que le cas d'un circuit magnétique fixe, me réservant par la suite de résumer la question relative aux parties mobiles de la machine.

Malgré la très grande vulgarisation de cette question, il me paraît indispensable de commencer par résumer rapidement le fonctionnement d'une dynamo. J'insisterai sur quelques points qui me paraissent plus particulièrement intéressants.

De même, en ce qui concerne le transformateur, une rapide étude préliminaire me paraît absolument indispensable.

Par suite, je commencerai par ces notions de base et étudierai ensuite la détermination des constantes d'un circuit magnétique existant, de manière à arriver finalement à l'armer d'un enroulement tel que le résultat escompté soit obtenu.

FONCTIONNEMENT D'UNE DYNAMO

Comme je l'ai quelquefois fait remarquer, une dynamo est purement et simplement une machine fournissant de l'électricité à partir d'une dépense

de mouvement. Je laisserai de côté celles qui sont excitées par un aimant dit permanent car elles forment une classe nettement séparée qui sera étudiée ensuite.

Je ne fais aucune hypothèse sur la nature du courant produit ; en effet, la force électromotrice, résultat de la rotation d'une spire dans un champ magnétique, est essentiellement — par nature — alternative. Suivant la manière dont les enroulements aux bornes

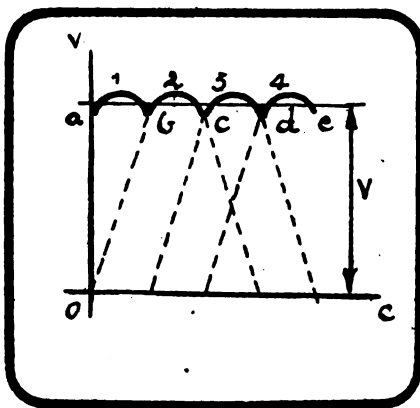


Fig. 1.

desquels elle est produite sont reliés aux circuits d'utilisation, on recueille du courant continu (collecteur) ou alternatif (bagues).

De plus (fig. 1) le courant dit continu n'est que la succession dans le temps et dans le circuit extérieur des sommes des courbes de tensions ab , cd etc., développées dans les bobines qui, par les lames du collecteur sont successivement reliées au circuit d'utilisation. Par suite, on conclut qu'une machine donnant en courant continu une force électromotrice V , donnerait, en courant alternatif, une tension maxima sensiblement égale à V .

Je rappellerai encore le fonctionnement élémentaire de la machine. En considérant deux pôles inducteurs et un induit, tout se passe comme si deux groupements série-parallèle débitaient dans le circuit extérieur. Dans chaque groupement, les éléments sont montés en série ; la force électromotrice croît par élément à partir de la ligne des balais pour atteindre un maximum au milieu.

En représentant par n le nombre de tours par seconde de la partie mobile,

N le nombre de conducteurs de l'induit montés en série,

Φ le flux de force passant à travers le noyau magnétique de l'induit,

E la f. é. m. engendrée en volts, on sait que l'on a

$$E = Nn\Phi 10^{-8} \text{ volts.} \quad (1)$$

Si la machine comporte P paires de pôles, on aura évidemment

$$E = NnP\Phi 10^{-8} \text{ volts.}$$

Le problème se pose pour vous de la manière suivante : étant donnée une carcasse que nous avons entre les mains, dimensionner les éléments pour arriver au résultat voulu. Celui-ci se traduit par :

une force électromotrice aux bornes déterminée par la différence de potentiel dont on aura besoin dans la suite ; l'intensité nécessaire.

Incidentement, on remarquera que cette seconde condition est primordiale car les touches d'un collecteur sont déterminées pour un débit donné ; on ne saurait donc le dépasser.

Voici quelques renseignements pratiques au sujet des collecteurs ; la largeur de la touche est déterminée par le nombre de sections de l'induit ; il n'y a pas à toucher à cette partie de la machine ; je suppose d'ailleurs qu'on veut utiliser la carcasse sans aucune modification, celles-ci étant toutes délicates parce que l'on se trouve en présence de la nécessité de tourner des pièces métalliques minces séparées par un isolant. Il faut admettre une densité de courant de l'ordre de deux à trois ampères au millimètre carré. Pratiquement, ceci se traduit par des touches ayant une longueur d'environ un centimètre par 30 ampères à conduire. Plus tard, nous aurons l'occasion de nous rendre compte de l'influence du mode d'excitation sur le débit de la machine.

En somme, en supposant une machine bipolaire, dans l'équation (1) nous connaissons la force électromotrice E ; de plus, pour une machine donnée n et N sont assez étroitement imposés. En effet, le nombre de tours à la seconde doit, comme cela est évident, être le plus grand possible ; en agissant ainsi on peut réduire simultanément

Φ , c'est-à-dire la dépense en fer et en énergie d'excitation,

et N , donc la résistance interne de la machine et la dépense de cuivre.

Des considérations mécaniques : frottements, actions des parties électriques les unes sur les autres, force centrifuge, conduisent à une limite supérieure de la vitesse ; on s'en rapprochera le plus possible et sans la dépasser. On peut donc considérer n comme une donnée.

Dans le cas où la carcasse ne porterait aucune indication, la maison qui a construit la machine pourrait toujours fournir le renseignement ; si cela était impossible par suite de disparition etc., il serait sage d'adopter une vitesse faible ; on peut, dans ce sens, considérer que des vitesses de rotation de 8 à 900 tours minute sont séantes à condition que la vitesse périphérique correspondante reste de l'ordre de 10 m. à la seconde. Ce sont des chiffres très courants qui sont largement dépassés.

À titre d'indication, il est intéressant de savoir à quel diamètre correspondent les deux valeurs données ci-dessus. Soit $2R$ le diamètre en question ; la longueur de la circonférence est

$$L = 2\pi R$$

Un point de la périphérie exécutant 15 rotations à la seconde ($\frac{900}{60} = 15$) il s'ensuit que la vitesse périphérique v est

$$v = 2\pi R \times 15 = 30\pi R = 100 R \text{ environ.}$$

Pour la limite, on aura :

$$R = \frac{v}{100} = \frac{10}{100} = 0,1 \text{ m.}$$

Ceci correspond à un rayon de 20 cm. ; la majorité des machines destinées à rendre service aux amateurs sont comprises dans cette valeur.

Le nombre des spires de l'induit est aussi fixé ; en effet, l'intensité à débiter étant une constante de construction, il faut que la densité de courant soit admissible ; celle-ci étant de 1,5 à 2 amp. au millimètre carré, la surface s nécessaire pour un débit total de 1 ampères est (pour le cuivre seul)

$$s' = \frac{1}{2} \text{ mm}^2$$

au moins. Il faut tenir compte de l'isolement nécessaire entre spires ; on peut admettre pour ceci 0,25' ; la surface des spires dans l'induit doit donc être

$$s = 1,2 s' = 0,6 \text{ mm}^2$$

Il faut encore que s ne soit pas supérieure à la section droite des encoches quand il en existe ; par suite, on se rend vite compte que tous les éléments, sauf Φ , sont donnés.

En résumé, en partant de la formule (1), on a :

E déterminé par la différence de potentiel dont on a besoin,

I donné par la nature du circuit d'utilisation,

n de l'ordre de 15 tours à la seconde,

N imposé par l'intensité à débiter et les dimensions des encoches de l'induit (ou l'entrefer entre celui-ci et les pièces polaires).

La seule variable importante est donc Φ .

À ce sujet, il est évident qu'on ne pourra pas réaliser n'importe quelle valeur pour ce flux ; il y a aussi des limites imposées par des dimensions ; comme je suis en plein dans le sujet de cet article, je prie le lecteur de patienter quelques instants.

FONCTIONNEMENT DU TRANSFORMATEUR

Si la machine est importante en T. S. F. : charge des accumulateurs, alternateurs à fréquence musicale, moteurs d'entraînement, source à haute tension, il n'en reste pas moins qu'elle est beaucoup moins souvent l'auxiliaire de l'amateur que le transformateur. Outre sa très grande simplicité de fonctionnement, son entretien nul, son excellent rendement, cet appareil se prête beaucoup plus facilement à des modifications. On peut en calculer aisément le dimensionnement avec une précision absolument suffisante. Pour ma part, il m'est arrivé d'en modifier une centaine à des fins différentes avec des écarts de l'ordre de 10 %, à des fréquences variant de 42 à 900 périodes et pour des tensions allant de 4 à 20.000 volts. On remarquera que le calcul des enroulements de choc, de filtrage, de liaison à basse fréquence, de modulation rentre absolument dans le même cadre.

Les seuls transformateurs que j'aie actuellement en vue sont les appareils statiques à noyau magnétique et redonnant une tension dont la courbe est identique à celle incidente ; j'écarte donc à priori les appareils soit travaillant avec un circuit magnétique saturé par un courant continu auxiliaire, soit ceux atteignant, dans le travail normal, une saturation directe.

Les premiers sont employés pour la modulation, les autres pour la multiplication de fréquence. Ces questions sont éminemment intéressantes et seront étudiées un peu plus tard après des essais que je suis en train de faire.

J'envisagerai donc ici le problème du transformateur dans toute son étendue. Il se pose en général de la manière suivante : étant donnés deux circuits dont les résistances sont données, calculer un transformateur pour que le rendement soit maximum. On peut aussi dire qu'il s'agit d'obtenir une force électromotrice à partir d'une autre pour l'adapter au mieux au circuit à alimenter. C'est le premier énoncé qui s'applique plus directement aux transports de force et aux appareils de liaison ; c'est le second, par contre, qui est le plus approprié aux transformateurs d'alimentation ; mais ils sont complètement équivalents.

Je crois que le processus suivant est le plus simple. Soient

E_1 la f. é. m. efficace primaire.

E_2 la même constante secondaire.

n_1 et n_2 le nombre de tours de chaque enroulement.

i_1 et i_2 l'intensité dans chaque circuit

a le rapport de transformation.

On a

$$a = \frac{n_1}{n_2} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{i_2}{i_1} \quad (2)$$

Telle est la suite d'équations fondamentales du transformateur. On peut la compléter par l'équation (3) ci-dessous relative plus particulièrement aux transformateurs de liaison :

$$a^2 = \frac{r_1}{r_2} \quad (3)$$

r_1 et r_2 étant les résistances sur lesquelles débitent les deux circuits.

Que ce soit dans un cas ou dans l'autre a est une donnée ; on connaît

soit $\frac{E_1}{E_2}$, soit $\frac{r_1}{r_2}$. Voici donc trouvé le point de départ de notre construction.

Je crois qu'il vaut mieux, suivant le but à atteindre, prendre deux méthodes différentes, conduisant exactement au même point ; ceci tient à ce que

d'une part pour les enroulements de liaison la fréquence est essentiellement variable et l'intensité difficile à préciser et, d'autre part, dans les autres, les considérations relatives au circuit primaire sont différentes.

J'étudierai donc successivement la détermination des constantes des

- A) transformateurs d'alimentation ;
- B) enroulements de liaison.

A) Transformateurs d'alimentation.

Nous connaissons dans ce cas

$$E_1, E_2, a, I_1, I_2$$

il s'agit de déterminer n_1 ou n_2 , puis que l'on a

$$n_1 = a n_2$$

On peut faire deux raisonnements : le premier plus complexe, consiste purement et simplement à choisir une induction B pour que, comme nous le verrons plus loin, les pertes dans le fer conservent une valeur admissible.

On sait que si

B_m désigne l'induction spécifique maxima (car c'est de cette valeur qu'il faut tenir compte pour la détermination des pertes) en gauss.

H_m le champ magnétique maximum en gauss.

μ la perméabilité ;
on a

$$B_m = \mu H_m$$

mais d'autre part, on a aussi

$$H_m = 1,25 \frac{n_1 i_{1m}}{l_1}$$

où i_{1m} représente l'intensité maxima primaire soit $i_1 \sqrt{2}$ en ampères ;

l_1 , la longueur du bobinage primaire en cm.

Connaissant l_1 (ou au moins sa valeur maximum et il y a avantage à l'utiliser pour éviter les fuites), $H_m i_1$, il vient

$$n_1 = \frac{H_m \times l_1}{1,25\sqrt{2} \times i_1}$$

On remarquera de suite que l'élément le plus délicat à mesurer ou à évaluer n'est pas H_m puisqu'on se le donne, mais cette détermination, comme nous le verrons plus loin, impose des hypothèses préalables.

La deuxième formule donne la force électromotrice e induite par spire ; on a évidemment

$$E_1 = n_1 e$$

$$E_2 = n_2 e = a n_1 e$$

Cette valeur se calcule par le raisonnement très simple suivant ; elle est égale pour une valeur maxima du flux Φ (variation maxima) pour une période, suivant la loi de Lenz

$$(e = \frac{d\Phi}{dt})$$

à cette variation Φ multipliée par la pulsation

$$\omega = 2\pi f$$

f étant la fréquence du courant envisagé ; on ajoute un coefficient k , dit de foisonnement, pour tenir compte du fait que le noyau étant feuilleté le fer n'occupe pas toute la surface qui lui est offerte. On a donc comme valeur efficace de e (puisque c'est de ces unités qu'il s'agit en pratique)

$$e = \frac{2\pi f}{\sqrt{2}} K \Phi 10^{-8} \text{ volts}$$

On remarquera que

$$\Phi = BS$$

S étant la surface réelle du noyau. Il vient donc finalement la formule simple

$$e = \frac{2\pi f}{\sqrt{2}} K B S 10^{-8} \text{ volts} \quad (4)$$

Enfin, le nombre des spires de chaque enroulement est déduit du système suivant :

$$\left. \begin{aligned} n_1 &= \frac{E_1 \sqrt{2}}{2\pi f K B S} 10^8 \\ n_2 &= \frac{n_1}{a} = \frac{E_2 \sqrt{2}}{2\pi f K B S} 10^8 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

en supposant que la surface S soit la même pour les deux circuits.

Dans un cas comme dans l'autre, c'est donc la détermination de B qui nous intéresse.

B) Enroulements de liaison

Dans ce cas, s'il s'agit d'un transformateur, le rapport de transformation est défini par

$$a = \sqrt{\frac{r_1}{r_2}}$$

Celui-ci n'a d'intérêt que pour le calcul du nombre de spires de l'enroulement secondaire puisque

$$n_2 = a n_1$$

Le problème revient donc, comme auparavant, à calculer n_1 . Toutes les considérations précédentes sont difficilement applicables pour les raisons exposées plus haut. Par suite, j'emploierai une autre méthode.

Soit L_1 le coefficient de self-induction que doit avoir l'enroulement primaire, sa valeur est définie par la considération suivante : soit ρ la résistance interne du tube dans le circuit de plaque duquel l'enroulement est placé ; l'impédance $L_1 \omega$, pour une pulsation correspondant à la plus faible fréquence à transmettre, doit

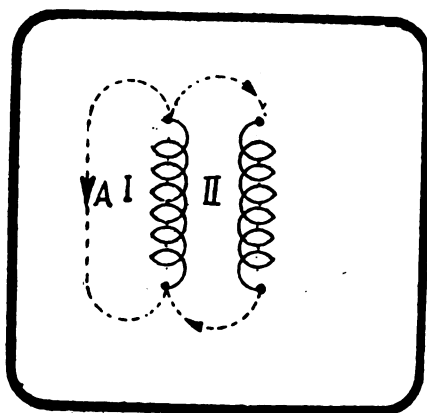


Fig. 2.

être 4 ou 5 fois supérieure à ρ ; soit b ce coefficient (4 ou 5), on aura donc

$$L_1 \omega = b \rho$$

d'o

$$L_1 = \frac{b \rho}{\omega} = A$$

A est complètement déterminé. Soit, de plus L le coefficient de self-induction sans fer ; on sait que, si μ est la perméabilité dans les conditions de fonctionnement envisagées, on a

$$L_1 = \mu L \quad (6)$$

Enfin, L est égal à

$$L = \frac{4\pi n_1^2}{l} 10^{-9} \text{ henry}$$

où s et l représentent la surface et la longueur de l'enroulement.

On en tire

$$n_1^2 = \frac{L \times l}{4\pi s} 10^9$$

et enfin

$$n_1 = 0,85 \times 10^4 \sqrt{\frac{L \times l}{s}} \quad (7)$$

L étant exprimé en henry, l en cm. et s en cm².

Cette détermination semble n'avoir aucun rapport avec B ou H ; il faut remarquer qu'au contraire, tout le calcul roule sur la valeur de μ admise pour l'équation 6.

En effet, nous avons successivement tablé sur des valeurs du flux Φ , de l'induction B , du champ H ou de la perméabilité μ . Or, il faut se souvenir que les grandeurs sont liées par la relation

$$B = \mu H$$

$$\Phi = BS$$

Le problème est donc entièrement défini dans la conclusion suivante :

La détermination d'une machine ou d'un transformateur ou d'un enroulement est essentiellement fonction des conditions dans lesquelles travaillera le métal du circuit.

Il importe maintenant de préciser ces dernières.

LE CIRCUIT MAGNÉTIQUE

On sait le très grand parallélisme qui existe entre celui-ci et un circuit électrique. Or, ce dernier est complètement déterminé quand on connaît :

a) la nature des parties qui le composent

b) la manière dont elles sont groupées entre elles.

Il en est de même pour la partie magnétique. Nous retrouverons dans cet exposé l'analogie précédente et je la soulignerai le plus possible pour mieux concrétiser le problème.

Celui-ci s'énonce comme suit :

Etant donnée une suite de parties magnétiques ou non, déterminer, en chaque point, la valeur de B et μ .

On remarquera que ces deux valeurs étant connues, par suite des équations de correspondance rappelées ci-dessus, on connaît tous les éléments du problème.

J'adopterai l'ordre que j'ai donné plus haut pour un circuit électrique ; en effet, c'est le seul logique ; il est impossible de parler de combinaison d'éléments quand on n'a pas encore fait connaissance avec ceux-ci.

Je conclurai pas un calcul de machine et quelques autres de transformateurs. Diverses abaques ont paru ici même au sujet du transformateur ; elles ont évidemment de très grands avantages mais présentent l'inconvénient certain d'avoir fait choix *a priori* d'un certain nombre de valeurs. C'est ainsi qu'il en existe pour les enroulements de transformateurs à 50 périodes ; comme nous le verrons, les éléments changent trop en fonction de la fréquence pour qu'une abaque à échelle pratique puisse permettre la solution de très nombreux problèmes qui se posent tous les jours à l'amateur.

LES CONSTITUANTS

DU CIRCUIT MAGNÉTIQUE

Par définition, on classe les corps en trois catégories quant à leurs propriétés magnétiques :

les métaux magnétiques, où μ est supérieur à l'unité,

l'air et les gaz pour lesquels $\mu = 1$

et, enfin, les corps diamagnétiques qui sont caractérisés par $\mu < 1$.

Je ne m'occuperai pas de ces derniers. Leur emploi serait tout à fait opposé au but que nous nous proposons d'atteindre. Celui-ci est la concentration des lignes de force ; cette conception se justifie doublement.

D'une part, plus le nombre des lignes de force composant le champ primaire et agissant sur le secondaire sera grand, plus le rendement sera élevé ; on peut rapprocher ceci du principe de la conservation de l'énergie ;

D'autre part, le nombre de lignes de force qui s'évadent (fig. 2), telles que A, créent une possibilité d'action extérieure sur tous les circuits voisins ; ceci est toujours gênant dans toutes les applications qui nous intéressent ; que ce soit dans un amplificateur à basse fréquence pour lequel ce couplage peut amener l'entretien d'oscillations audibles ou dans le cas d'une alimentation où les fuites provoquent des ronflements très désagréables, le résultat est le même.

Première conclusion : un circuit magnétique est constitué dans toutes les parties où cela est possible avec un métal magnétique aussi parfait que possible.

Ceci est la condamnation des systèmes à noyaux rectilignes ; les considérations relatives à la plus grande constance de transmission d'une gamme de fréquence ne justifient pas actuellement l'emploi de ce système ; incidemment, on me permettra de remarquer que l'emploi d'une résistance en parallèle sur l'un des enroulements procure le même résultat sans aucun inconvénient.

Pratiquement, on arrive à la

Deuxième conclusion : le circuit magnétique sera à base de fer ; c'est le meilleur métal magnétique ; l'emploi du nickel et du cobalt n'a jamais été répandu à ce point de vue. Le fer forme la base des machines, comme le cuivre est l'élément électrique essentiel.

Mais, eu égard à des considérations que nous étudierons ultérieurement, on ne peut avoir un noyau de fer sans solution de continuité : joints, entrefer etc., sont formés de parties non magnétiques :

d'une part, pour tout ce qui est entrefer (sauf cas exceptionnels où on emploie de l'huile), on se trouve en présence d'une couche d'air ;

d'autre part, les joints sont formés de parties isolantes que l'on peut assimiler à l'air à cet égard.

En résumé, la constitution d'un circuit magnétique comprend essentiellement :

du fer avec une grande valeur de μ , de l'air pour lequel $\mu = 1$.

Ceci posé, le problème essentiel va consister à étudier les principes qui régissent l'établissement du circuit lui-même.

J'étudierai successivement :

- A) Les lois de variations des constantes qui nous intéressent.
- B) Les mesures possibles de leur valeur

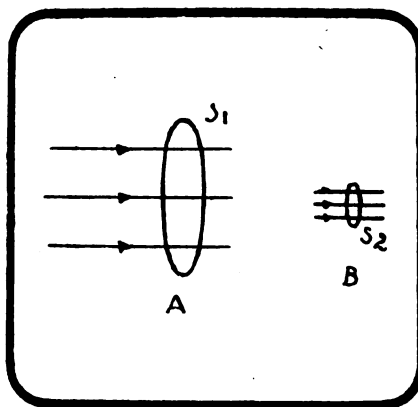


Fig. 3.

- C) Les pertes différentes qui se produisent au sein du circuit
- D) Les joints en eux-mêmes et leur action sur les constantes ci-dessus (influence d'un espace d'air).

E) Accessoirement, car ceci est intéressant pour certaines applications (commande par électro-aimants) je donnerai quelques indications relatives aux électro-aimants dits de portage. (Effets d'attraction.)

Je m'excuse de développer un peu cette question, mais elle est intéressante et reste à la base de toute la technique électrique moderne ; de très nombreuses applications de ces principes peuvent être faites par les amateurs dans tout le domaine où ils exercent leur activité.

A) LES CONSTANTES B ET μ

Un champ magnétique agissant sur un espace quelconque se traduit par la formation d'un certain nombre de lignes de force ; celles-ci représentent

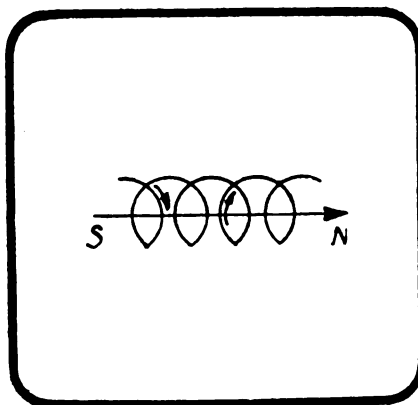


Fig. 4.

le lieu des points d'application de la force magnétique en chaque point de l'espace et sont tangentes aux directions successives.

Le flux de force — remarquer l'analogie avec le flux lumineux — représente le nombre de lignes de force traversant une surface donnée. Suivant la nature de celle-ci on peut avoir (fig. 3) soit un écartement normal (fig. 3 A) correspondant à la propagation dans l'air,

soit un plus grand nombre de lignes de force par unité de surface — cas des corps magnétiques (fig. 3 B).

soit une plus faible concentration — corps diamagnétiques.

Deux considérations très importantes vont prendre place ici : Soit un enroulement (fig. 4) absolument quelconque parcouru par un courant y circulant dans le sens indiqué par les flèches.

Un tel enroulement se comporte comme un barreau aimanté et à deux pôles ; on retiendra qu'il est parfaitement impossible de faire naître un pôle nord sans que simultanément un pôle sud, de même intensité, se manifeste à l'autre extrémité de la pièce métallique. Ceci est absolument essentiel : contrairement à une opinion tout à fait répandue, dans les machines homopolaires, les pôles consécutifs sont bien de même nom, mais il existe quelque part dans la carcasse des pôles sud ayant exactement une action égale et de sens inverse. On ne l'utilise pas. Quand on accole deux aimants à la ligne de contact, si les pôles sont de noms inverses, il y a compensation en ce point et les extrémités se comportent comme les pôles d'un seul aimant.

En second lieu, et ceci est tout aussi important, en particulier dans l'étude des moteurs à courant continu, une inversion du sens du courant provoque un retournement du barreau, c'est-à-dire que le pôle positif prend la place du négatif et inversement. Toutes les fois qu'on change une fois le sens du courant, il y a inversion ; pour $2n$ opérations tout revient au point primitif et λ à l'inverse, pour $(2n + 1)$.

Pour mieux préciser un certain nombre de points, malgré qu'ils soient assez connus, on me permettra bien d'insister sur quelques notions de base.

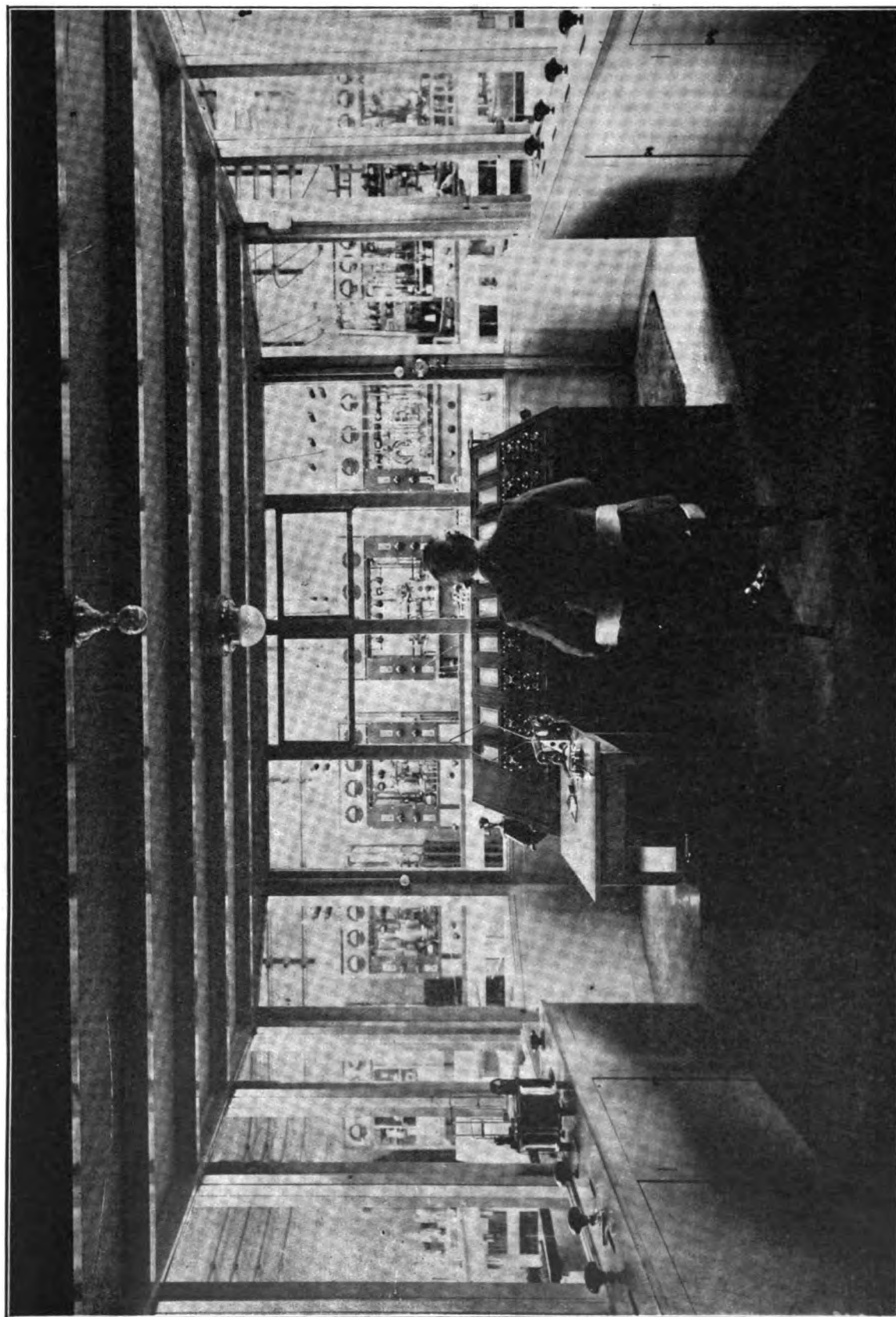
On appelle force magnétisante — qu'on représente par F et mesure en ampère-tours — ou mieux force magnéto motrice, par analogie avec la force électro-motrice, une grandeur définie par la relation

$$F = 1,26 \, ni,$$

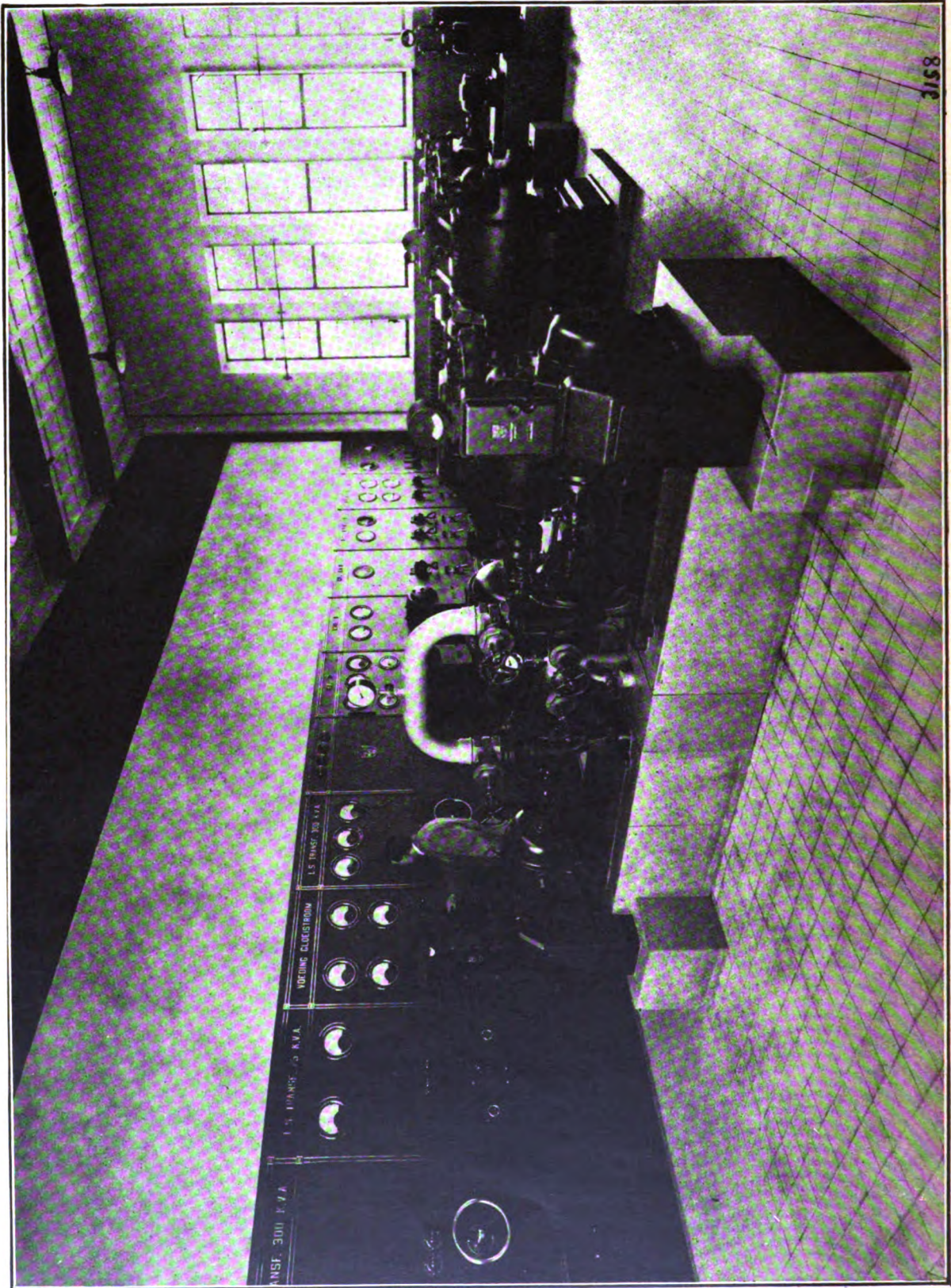
expression dans laquelle

n représente le nombre de spires dans lesquelles circule un courant d'intensité i .

On remarquera que, pour un produit ni constant, F conserve la même valeur. Quand on se fixe celle-ci, on peut donc jouer de deux variables ; ceci est intéressant pour la réalisation des enroulements en tenant compte de certaines considérations sur lesquelles je reviendrai plus loin.



A LA STATION DE HUIZEN (LA CHAMBRE DE CONTROLE)



A LA STATION DE HUIZEN (LA SALLE DES MACHINES)

Il est intéressant de définir maintenant le champ H exactement ; ce qui nous importe, c'est de pouvoir connaître le champ en un point quelconque du circuit. Pour ceci, la définition de H étant

$$H = \frac{F}{l}$$

l étant la longueur de l'enroulement, on peut dire que le champ est égal à la force magnéto-motrice par unité de longueur.

On a donc aussi

$$H = 1,26 \frac{ni}{l}$$

J'en arrive maintenant aux conceptions, peut-être un peu plus abstraites, de l'induction B et de la perméabilité μ .

Auparavant, je voudrais faire trois remarques au sujet du champ H dans quelques cas particuliers intéressants en pratique.

Un cercle ayant n spires situées dans un même plan (fig. 5) procure au centre un champ H_c

$$H_c = \frac{2\pi ni}{r}$$

r étant le rayon du cercle.

Si on considère un point O' extérieur à la surface du cercle et situé à une distance d , en posant

$$m^2 = r^2 + d^2$$

le champ en O' , H_1 est donné par

$$H_1 = \frac{2ni}{m^3} \times s$$

s étant la surface du cercle définie par

$$s = \pi r^2$$

Considérons enfin un tore annulaire comportant un enroulement de n spires et soit

R_1 le rayon de rotation du cercle générateur du tore

R_2 le rayon de ce cercle,

on aura pour valeur du champ moyen H_m

$$H_m = \frac{2ni}{R_2} (R_1 - \sqrt{R_1^2 - R_2^2})$$

Ces différentes valeurs trouveront une application dans la suite.

L'induction B peut se définir en tenant compte des considérations simples suivantes : soit un enroulement quelconque parcouru par un certain courant ; le champ magnétique a une valeur H . Supposons que nous introduisions à l'intérieur de l'enroulement un noyau de fer, l'induction B est définie par

$$B = \mu H$$

On peut donc considérer que le champ est devenu μ fois plus important. On peut aussi remarquer l'égalité de B et de H quand

$$\mu = 1$$

c'est-à-dire dans l'air.

D'une autre manière, on remarquera aussi que le flux est défini par le champ par unité de surface, donc on a

$$\Phi = HS$$

L'introduction d'un morceau de fer procure une concentration supplémen-

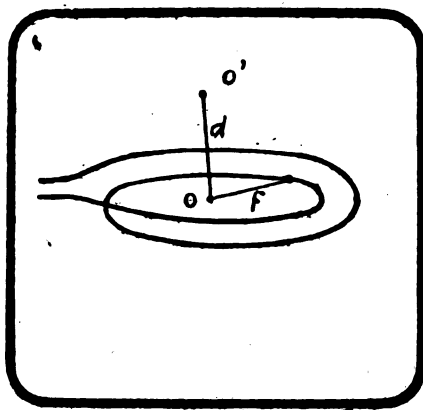


Fig. 5.

taire, quelque chose comme ce que produit une lentille pour la lumière ; on aura alors

$$\Phi = \mu HS = BS$$

A titre d'indication, considérons le tore envisagé ci-dessus ; plaçons à l'intérieur un noyau dont l'action est représentée par un certain coefficient μ . L'induction sera

$$B = \frac{2\pi ni}{R_2} (R_1 - \sqrt{R_1^2 - R_2^2})$$

et le flux est égal à

$$\begin{aligned} \Phi &= BS = BS \times \pi R_2^2 \\ &= 2\mu\pi ni (R_1 - \sqrt{R_1^2 - R_2^2}) \end{aligned}$$

Avant de continuer ces définitions, il me paraît intéressant de définir les équations de dimensions de ces unités ainsi que leur valeur unitaire.

Le coefficient μ n'a pas de dimension ; c'est le rapport de deux grandeurs homogènes exprimées dans les mêmes unités. L'induction B et le champ H se mesurent en gauss ; le flux Φ en maxwells. Ce sont les deux seules grandeurs — B et Φ — qui sont intéressantes au point de vue auquel je me place actuellement.

Je remarquerai de suite que l'on a

$$\Phi = BS$$

En représentant les dimensions comme suit :

$$\begin{aligned} &\text{pour } \Phi \text{ par } Q \\ &\text{B par } B \\ &\text{S par } s \end{aligned}$$

et comme habituellement

T désignant un temps

L désignant une longueur

et M désignant une masse,

on a évidemment

$$Q = B \times L^2$$

Nous allons donc définir B (ou la dimension de H soit H) et les autres valeurs en découleront facilement. L'équation fondamentale est

$$H = 1,25 \frac{ni}{l}$$

n n'a pas de dimensions ; l'intensité unité est définie par le passage d'un coulomb par seconde ; l'équation de définition d'un coulomb est

$$q = \sqrt{F} l$$

mais une force est le produit d'une masse par une accélération, d'où

$$F = MT^{-2} L$$

d'où pour les dimensions

$$|q| = M^{1/2} T^{-1} L^{3/2}$$

et enfin

$$I = |q| T^{-1} = M^{1/2} T^{-2} L^{3/2}$$

L'équation de dimensions du champ est donc enfin

$$H = M^{1/2} T^{-2} L^{1/2}$$

Ceci pourra nous être utile dans la suite pour se rendre compte de l'homogénéité de formules suivant un procédé que j'ai plusieurs fois décrit et qui rend les plus grands services.

Un principe qu'il ne faut jamais perdre de vue quand on étudie un circuit magnétique est celui de la conservation du flux. Il s'énonce comme suit : étant donné un champ représentant n lignes de force réparties dans un espace quelconque, quel que soit le chemin qu'on impose aux lignes de force, il s'en retrouve toujours le même nombre. Ainsi, si le flux change, c'est-à-dire le nombre de lignes par unité de surface, il n'en est pas moins vrai que le total est constant. Ceci peut être comparé à la propagation de la lumière à travers des milieux successifs qui ne produisent aucune absorption.

(A suivre.)

■ ■ ■ ■ ■

Le fonctionnement des soupapes électrolytiques

par Y. DOUCET

■ ■ ■ ■ ■

LES soupapes électrolytiques sont aujourd'hui très employées par les amateurs, soit pour la recharge des accumulateurs, soit pour l'alimentation en haute fréquence des postes de réception ou d'émission. Les modèles les plus répandus sont ceux à électrolyte acide et électrode active de tantale ou de silicium, le type de cellule à solution alcaline et électrode d'aluminium disparaissant de plus en plus.

APERÇU HISTORIQUE

Il n'en a pas toujours été ainsi.

La soupape à aluminium était connue au siècle dernier. Sérieusement concurrencée dès le début par les vibreurs, elle n'était guère connue que des amateurs. Les nombreuses notes qu'ils font paraître montrent que son emploi se vulgarise vers les années 1924-25 (1). On vante telle ou telle solution électrolytique : bicarbonate de sodium, phosphate tribasique de sodium ou d'ammonium, acides organiques (comme l'acide tartrique). On recommande telle ou telle forme de l'électrode d'aluminium : en fil, en spirale, en plaque. On insiste sur la nécessité d'employer des produits chimiquement purs tant pour la solution que pour le métal. Malgré tout, dès qu'on opérait sous quelques ampères, l'électrolyte s'échauffait, rendant la soupape inutilisable. C'est cela, plus encore que son mauvais rendement, qui contribua à son abandon progressif.

Il faut arriver à 1927 pour assister à un renouveau. Sous l'influence de travaux allemands, les constructeurs lancent des modèles où l'électrolyte n'est plus alcalin mais acide (2) et où l'électrode active n'est plus en aluminium, mais en tantale ou en silicium. L'emploi de ces métaux apporte un réel progrès : fonctionnement sensiblement indépendant de la température, meilleur rendement en énergie,

attaque du métal pratiquement nulle. Enfin ces soupapes gardent le principal avantage des soupapes à aluminium : le bon marché d'installation.

Pour toutes ces raisons les soupapes au tantale ou au silicium se sont très

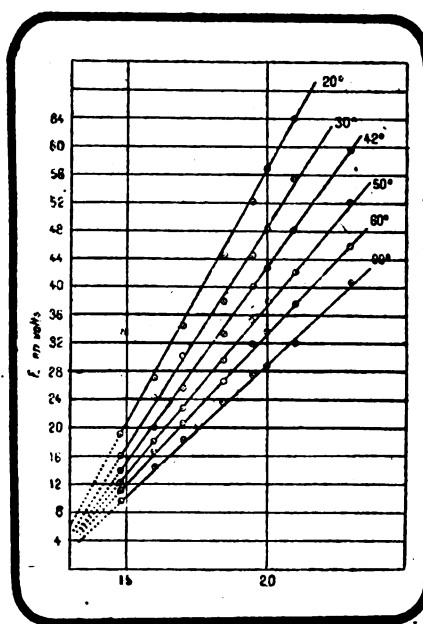


Fig. 1.

rapidement vulgarisées. Elles sont maintenant entre les mains de bien des sans-filistes.

LE MÉCANISME DE FONCTIONNEMENT

Et comme ces sans-filistes sont des lecteurs du *Q S T*, ce sont des gens curieux ! Ils se sont demandé pourquoi leur soupape transforme le courant alternatif en courant continu. Ils savent bien que la cellule électrolytique laisse passer un courant qui a une composante de même sens prédominante, parce qu'elle présente une résistance ohmique différente suivant le sens du courant. Mais cela ne les satisfait pas entièrement. Pourquoi la résistance n'est-elle pas la même dans le sens plomb-silicium et dans le sens silicium-plomb ? C'est poser la question de la nature du mécanisme de fonctionnement des redresseurs électrolytiques.

De nombreuses études — étrangères et françaises — ont été publiées à ce sujet. Elles relatent les conclusions expérimentales suivantes :

1° La solution — acide ou basique — donne par électrolyse de l'oxygène. C'est le cas de Co^+MaH , Po^+Ma^+ , $\text{Po}^+(\text{NH}_4)^+$, $(\text{CH}_3\text{OH}-\text{Co}^+\text{H})^+$, SO_4H^+ signalés plus haut.

2° L'électrode dite inactive ne joue aucun rôle dans le fonctionnement. C'est un conducteur qui amène le courant au sein de l'électrolyte et qui, par conséquent, est inattaquable par cet électrolyte et n'occasionne aucune « réaction secondaire ». Il est indifférent — quant au mécanisme de redressement — que ce soit du platine, du fer, du charbon ou du plomb.

3° L'électrode active est un métal tel que l'aluminium, le magnésium, le silicium, le tantale, le tungstène..., qui donne avec l'oxygène une « couche de passage » de haute résistance électrique.

Cette couche de passage existe seulement en polarisation anodique, d'où le phénomène de soupape.

L'explication du fonctionnement par une modification de la surface de l'électrode active est donc simple. Reste à connaître la nature et l'origine de cette modification.

L'expérience indique qu'il se forme une pellicule d'oxyde à la surface de l'aluminium, du silicium ou du tantale. C'est d'ailleurs justement dans la nécessité de la présence de cette pellicule que réside la « formation » préalable des soupapes, du moins celles à électrolyte alcalin. On connaît la nature de cette couche et on sait calculer sa capacité (c'est un diélectrique d'après les données expérimentales indiquées précédemment) et par suite son épaisseur.

D'autre part, pendant le fonctionnement, il existe aussi une gaine gazeuse d'oxygène naissant autour de l'électrode active.

Quelle est donc la couche de passage de haute résistance électrique, la pellicule d'oxyde ou la gaine gazeuse ?

Si c'est la pellicule d'oxyde, il faut admettre qu'elle est plus ou moins détruite par réduction en polarisation cathodique pour laisser passer une alternance. Or, l'absence de toute action chimique apparente tendrait à

(1) Voir les collections de l'Antenne et du *Q S T* de ces années, et notamment le *Q S T* n° 13 (Touraine).

(2) Le seul acide donnant des résultats intéressants avec l'aluminium n'était guère que $[\text{CH}_3\text{OH}-\text{Co}^+\text{H}]^+$ (Procédé Royer.)

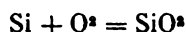
faire croire que la couche de passage isolante est gazeuse, seule l'électrolyse de l'eau étant visible.

On explique, en effet, à l'aide de théories électroniques et électro-ioniques, comment la gaine d'oxygène, se laissant traverser plus facilement par les électrons que par les ions électrolytiques, offre moins de résistance au courant lorsque l'électrode active est cathode que lorsqu'elle est anode.

L'HYPOTHÈSE DE LA GAINE ISOLANTE SOLIDE

L'hypothèse d'une gaine d'oxyde qui se détruirait plus ou moins par réduction lorsque l'électrode active est cathode est beaucoup plus vraisemblable. Son explication se vérifie, en effet, par des faits mesurables. Voici comment M. Audubert, professeur à l'Institut de chimie appliquée, rend compte du phénomène (1).

Les expériences sont faites sur une soupape à solution acide et électrode active de silicium (ou alliage de Si). La pellicule résistante serait donc ici formée de silice. Suivant cette hypothèse on aurait en effet, lorsque l'électrode active est anode, la réaction



La vitesse de réaction est proportionnelle aux concentrations. $C_{\text{O}^{\circ}}$ désignant la concentration moléculaire de l'oxygène, on aurait

$$v = kC_{\text{O}^{\circ}}$$

et proportionnelle aussi à la surface active S de l'électrode de Si

$$v = K \cdot S \cdot C_{\text{O}^{\circ}}$$

Par ailleurs, la vitesse de cette réaction où O est d'origine électrochimique, est proportionnelle à l'intensité I du courant qui traverse la soupape.

$$v = K' \cdot I$$

D'où

$$K' I = K S C_{\text{O}^{\circ}}$$

La concentration $C_{\text{O}^{\circ}}$ aurait donc pour expression

$$C_{\text{O}^{\circ}} = \frac{K'}{K} \frac{I}{S}$$

Or cette concentration est liée au potentiel ϵ de l'électrode.

LA LOI DE NERSNT

La théorie de Nersnt nous permet de calculer la différence de potentiel entre le métal et la solution ou entre la gaine gazeuse et la solution. On admet qu'un métal plongé dans un électrolyte émet des ions positifs à la

pression osmotique P appelée pression d'ionisation ou pression de dissolution du métal. La pression osmotique dans la solution étant p et la température absolue T , on établit que la différence de potentiel ϵ entre le métal et la solution est

$$\epsilon = \frac{RT}{nF} \log_e \frac{P}{p}$$

Il est facile de retrouver cette relation. Considérons un ion-gramme portant une charge de nF coulombs. En passant du métal à la solution, il produit une variation de pression osmotique dp et par suite le travail

$$vdp$$

Cette variation dp crée une variation $d\epsilon$ de la différence de potentiel métal-électrolyte. Le travail des forces électriques est

$$nFd\epsilon$$

En supposant la réversibilité, on peut écrire :

$$vdp = nFd\epsilon$$

et puisque

$$pv = RT$$

$$RT \frac{dp}{p} = nFd\epsilon$$

D'où

$$d\epsilon = \frac{RT}{nF} \frac{dp}{p}$$

et en intégrant

$$\epsilon = \frac{RT}{nF} \log_e p + K$$

Nersnt écrit la constante d'intégration

$$\frac{RT}{nF} \log_e P$$

P étant défini comme plus haut.

On obtient donc enfin l'expression cherchée

$$\epsilon = \frac{RT}{nF} \log_e \frac{P}{p}$$

S'il s'agit de la différence de potentiel entre un gaz dissous dans un métal et un électrolyte, on doit remplacer les pressions osmotiques P et p par la pression du gaz au voisinage de l'électrode, ou — ce qui revient au même — par les concentrations des ions. Soit A^- l'anion, on aura

$$\epsilon = \frac{RT}{nF} \log_e \frac{KC_A}{[A^-]}$$

D'autre part la molécule A contenant un atome, on a la relation d'équilibre

$$A^m \rightleftharpoons mA$$

et la loi d'action des masses s'écrit

$$(C_A)^m = K' C_{A^m}$$

et l'expression devient

$$\epsilon = \frac{RT}{nF} \log_e k \frac{(C_{A^m})^{\frac{1}{m}}}{[A^-]}$$

Elevons la quantité logarithmique à la m^{e} puissance. Il vient

$$\epsilon = \frac{RT}{mnF} \log_e \frac{k \cdot C_{A^m}}{[A^-]^m}$$

Appliquons cela à l'électrode d'oxygène que nous considérons comme une électrode réversible par rapport à l'anion O^{--} . (On suppose un échange entre l'oxygène gazeux occlus et les ions O^{--} résultant d'une faible dissociation de l'eau.) On a

$$n = 2$$

puisque l'ion est bivalent et

$$m = 2$$

puisque la molécule contient 2 atomes. Il vient par suite

$$\epsilon = \frac{RT}{4F} \log_e \frac{kC_{\text{O}_2}}{[\text{O}^{--}]^2} \quad (1)$$

C'est la formule que nous allons appliquer à l'électrode de silicium en la considérant comme électrode à oxygène. Remplaçons dans cette expression C_{O_2} par sa valeur trouvée précédemment

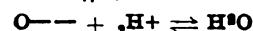
$$C_{\text{O}_2} = \frac{K'}{KS} I$$

Il vient

$$\epsilon = \frac{RT}{4F} \log_e aI$$

Si l'hypothèse d'oxydation-réduction d'une pellicule de SiO_2 est exacte, cette formule doit se vérifier expérimentalement. On voit donc l'argument très fort qui vient à l'appui de la théorie de la gaine isolante solide : toute la discussion repose dès maintenant sur l'expérience.

(1) Cette expression peut se mettre sous une autre forme. En effet, on a



et la loi d'action des masses s'écrit

$$[\text{O}^{--}] \cdot [\text{H}^+] = h_1 \quad (1)$$

Mais d'autre part on a



et la loi d'action de masse s'écrit

$$[\text{H}^+] [\text{OH}^-] = h_2 \quad (2)$$

Elevons (2) au carré et divisons membre à membre (1) et (2). Il vient

$$[\text{O}^{--}] = h_2 [\text{OH}^-]^2$$

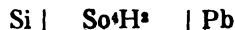
L'expression envisagée s'écrit alors

$$\epsilon = \frac{RT}{4F} \log_e \frac{h_1 C_{\text{O}_2}}{[\text{OH}^-]^4}$$

(1) *Compte rendu Académie des Sciences*, 17 octobre 1928.

LA VÉRIFICATION EXPÉRIMENTALE

On mesure ϵ à l'aide d'une électrode auxiliaire inactive. La soupape se trouve ainsi constituée par l'ensemble



La fonction

$$\epsilon = f(I)$$

a pour paramètre la température absolue T . Pour chaque valeur bien définie de T , ϵ est une fonction linéaire du logarithme de l'intensité. Donc, en opérant à différentes températures, on doit obtenir un faisceau de droites. L'expression indique que ces droites sont concourantes. En effet, quelle que soit la température, ϵ représente en courant nul la force contre-électromotrice de la soupape e . Ainsi le faisceau de droites doit concourir au point

$$\epsilon = e \quad I = 0$$

En résumé, l'expression théorique de ϵ sera vérifiée par l'expérience si :

1° Les points obtenus à température constante dans le système de coordonnées : tension-logarithme du courant, se placent sur une droite ;

2° Les droites obtenues à différentes températures bien déterminées forment un faisceau concourant ;

3° Le point de concours a pour coordonnées des nombres qui correspondent physiquement à $I = 0$ $\epsilon = f. c. \epsilon. m.$ MM. Audubert et Buffat ont réalisé ces mesures sur une cellule



Ils ont d'abord déterminé la force contre-électromotrice.

Il suffit de construire à différentes températures les droites

$$E = f(I)$$

qui concourent au point

$$E = e \quad I = 0$$

En polarisation anodique, ces droites sont très inclinées, car la résistance de la soupape est grande. En polarisation cathodique au contraire, elles s'écartent peu de l'axe des abscisses, la résistance de la soupape étant faible. Les mesures s'accordent pour fixer la valeur de e entre 3 volts et 3,2 volts, elle est indépendante de la température, de la concentration et du sens du courant.

Puis ils construisent les courbes

$$\epsilon = f(I)$$

En portant en abscisse l'intensité elle-même, on trouve bien un faisceau

de courbes qui prolongées (1) se rencontrent sur l'ordonnée $I = 0$ en un point situé entre 3 volts et 3 v. 5.

En portant en abscisse le logarithme de I on obtient effectivement un faisceau de droites concourantes. Le point de concours se trouve moins bien défini à cause de l'échelle logarithmique.

CONCLUSION

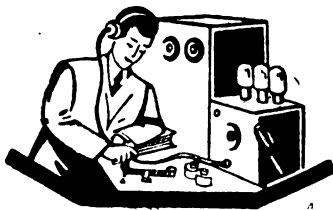
Le résultat des expériences étant satisfaisant, l'hypothèse d'oxydation-réduction se trouve pleinement vérifiée.

Le mécanisme de fonctionnement d'une soupape électrolytique peut donc s'expliquer par une oxydation de l'électrode active en polarisation anodique produisant une couche de haute résistance électrique, suivie d'une réduction par l'hydrogène cathodique lors de la polarité inverse.

En résumé, des deux théories de la « couche de passage gazeuse » et de la « pellicule isolante solide », c'est bien la seconde qui semble prévaloir (2).

(1) Dès que I est inférieur à 25 milliampères, ϵ est trop près de la f. c. d. m. pour que les mesures gardent la précision qu'exige le tracé.

(2) Certains auteurs cherchent à réunir les deux théories en une seule en considérant l'oxygène gazeux enclos dans Al_2O_3 [ou $\text{Al}(\text{OH})_3$].



NOS REALISATIONS

Le Super S. A. 65

(Suite)

par R. LEPESQUEUR

MONTAGE

LE montage du récepteur proprement dit est effectué sur une planche d'ébonite horizontale de 40 cm. sur 30 fixée à 6 cm. de la partie inférieure du panneau avant.

Les lampes sont placées à la partie arrière sauf la bigrille qui se trouve à gauche près des selfs d'accord. Le brochage des culots est différent de celui des lampes fonctionnant sur accus, nous y trouvons deux broches supplémentaires et de plus gros diamètre (4 m/m) correspondant au filament. La grille et la plaque sont inchangées; les broches qui normalement sont reliées au filament sont : l'une libre, l'autre connectée au point milieu d'un potentiomètre placé dans le culot en shunt sur le filament. C'est à cette broche que doivent être faits les retours des circuits de grilles, pour plus de simplicité et afin d'éviter toute erreur nous relierons les deux broches ensemble. Les figures 1 et 2 donnent les gabarits de perçage pour les triodes et la bigrille.

Sur le panneau d'ébonite nous trouvons encore le tesla et les selfs M. F., le transformateur B. F. et la self de sortie. Près de la lampe bigrille sont disposées les selfs d'accord, fixées au panneau à l'aide de tige filetée. L'oscillatrice a sa place entre les deux condensateurs variables et est commandée par celui de droite. Enfin près de la lampe B. F. est monté le jack qui est destiné à recevoir la fiche du haut-parleur.

Les bobines de choc M. F., les divers condensateurs fixes et ajustables et le câblage sont en dessous du panneau. A noter que l'emploi de douilles de lampes du type T. M. permet une fixation très simplifiée des selfs de choc : il suffit en effet de mettre les broches « entrée » de ces selfs dans les douilles « plaques » des lampes M. F., ce qui les maintient bien et réduit du même coup les connexions au minimum.

L'alimentation, qui occupe la partie droite de l'appareil est séparée du récepteur par une feuille d'aluminium de 1 mm. et est montée sur une planche de bois sec vissée à la partie inférieure de la platine avant. Nous y trouvons le transformateur TA, la valve redresseuse, le filtre et la pile de polarisation. Les photographies don-

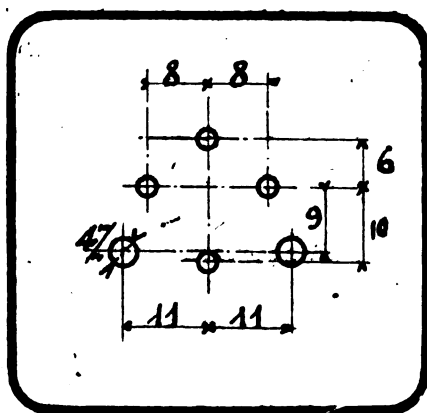


Fig. 1

nées dans le précédent numéro sont assez claires pour que nous n'insistions pas sur la disposition des pièces. Savoir simplement que les fils d'alimentation filaments, reliant le secondaire S I du transfo aux connexions du récepteur, doivent être d'assez gros diamètre (12 ou 15/10) car l'intensité demandée est quelque peu importante, de l'ordre de 5 ampères.

MISE AU POINT ET RÉGLAGES

Le poste étant complètement équipé et le haut-parleur en place, brancher le secteur à l'aide d'une prise de courant. Pour le premier essai il est bon de mettre un voltmètre gradué jusqu'à 200 ou 250 volts en dérivation sur l'alimentation H. T., aux bornes de K, par exemple. Tourner *lentement* le rhéostat Rh; nous insistons sur ce point car les filaments des lampes employées possèdent une assez grande inertie calorifique et une manœuvre

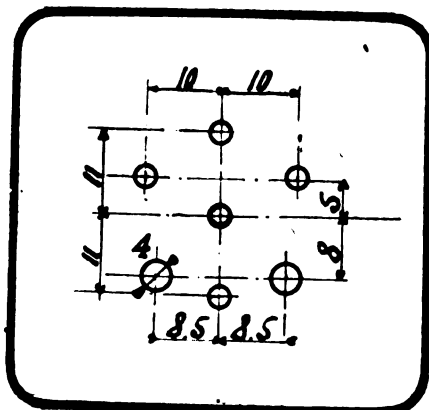


Fig. 2

trop brutale pourrait d'autre part détériorer la valve redresseuse.

La tension indiquée par le voltmètre, si l'appareil est bien monté, ne doit pas dépasser 160 volts lorsque le rhéostat est complètement court-circuité. Si l'aiguille marque plus — 180 ou 200 volts — c'est qu'il existe une coupure dans les circuits de plaques ou filaments du récepteur, cette dernière serait facilement trouvable car les dits filaments ne rougiraient pas ainsi qu'il convient.

Dans le cas où tout paraît normal on règle Rh de façon à avoir 120 à 130 volts de haute tension. Le haut-parleur doit alors ronronner discrètement à la fréquence du secteur ? C'est alors que l'ondemètre entre en action pour le réglage de la M. F., réglage qui se fait à l'aide des petits condensateurs ajustables en commençant par le dernier étage. Lorsque l'accord des selfs et du tesla M. F. est exact, l'ampli accroche en permanence, l'on désaccorde alors légèrement la première self jusqu'à se trouver à la limite d'accrochage ; par la suite celui-ci sera obtenu par la manœuvre du rhéostat Rh, en diminuant un peu le chauffage.

L'appareil est ainsi en état de fonctionner et il n'y a qu'à manœuvrer les condensateurs CV₁ et CV₂ pour trouver les émissions. Il reste simplement à rechercher le plus de pureté et de sélectivité possible, pour cela il convient d'essayer divers condensateurs en C₁. Dans notre cas 1/1000 convenait bien mais on peut être amené à mettre plus ou moins suivant les conditions locales ; on aura même quelquefois avantage à brancher un deuxième condensateur sur l'autre fil du secteur (condensateur en pointillé sur le schéma de principe) dont la capacité sera réduite par tâtonnement.

Comme vous le voyez tout ceci n'a rien de bien compliqué ; il faut cependant avoir une bonne habitude des super-récepteurs pour mener celui-ci à bien et nous ne conseillons pas aux débutants d'en entreprendre la réalisation, ce serait courir vers un échec presque certain.

N. B. — Une erreur de dessin fait que dans le schéma de principe la plaque de la bigrille est reliée directement à la haute tension, il y a lieu de reporter la sortie de l'oscillatrice à l'entrée du primaire du tesla. Nos lecteurs auront d'ailleurs rectifié d'eux-mêmes.

par R. LEPESQUEUR

☐ ☐ ☐ ☐ ☐

C'est à leur intention que nous avons réalisé le modeste deux lampes dont la description suit et qui, par les résultats qu'il nous a donnés, est le récepteur rêvé des possesseurs d'an-

Le schéma de principe donné par la figure 1 montre qu'il s'agit d'une détectrice à réaction montée d'une façon quelque peu spéciale, suivie d'une amplificatrice basse fréquence tri-grille de puissance. Pour la plus grande simplicité nous avons monté l'accord en direct, la sélectivité restant suffisante grâce à la réaction qui se fait par l'accord du circuit plaque. Un inverseur tétrapolaire I permet de passer facilement de P. O. à G. O. tant à l'accord qu'à la réaction. Voici les selfs nécessaires :

Réaction G. O. : 400 spires.

La détection s'opère par la courbure de la caractéristique plaque de la lampe intéressée, la grille de celle-ci est donc de ce fait réunie directement à l'antenne sans passer par un condensateur shunté, par contre la terre, au lieu d'être réunie au — 4, est reliée au pôle négatif d'une pile de polarisation de 4,5 volts (pile pour lampe de

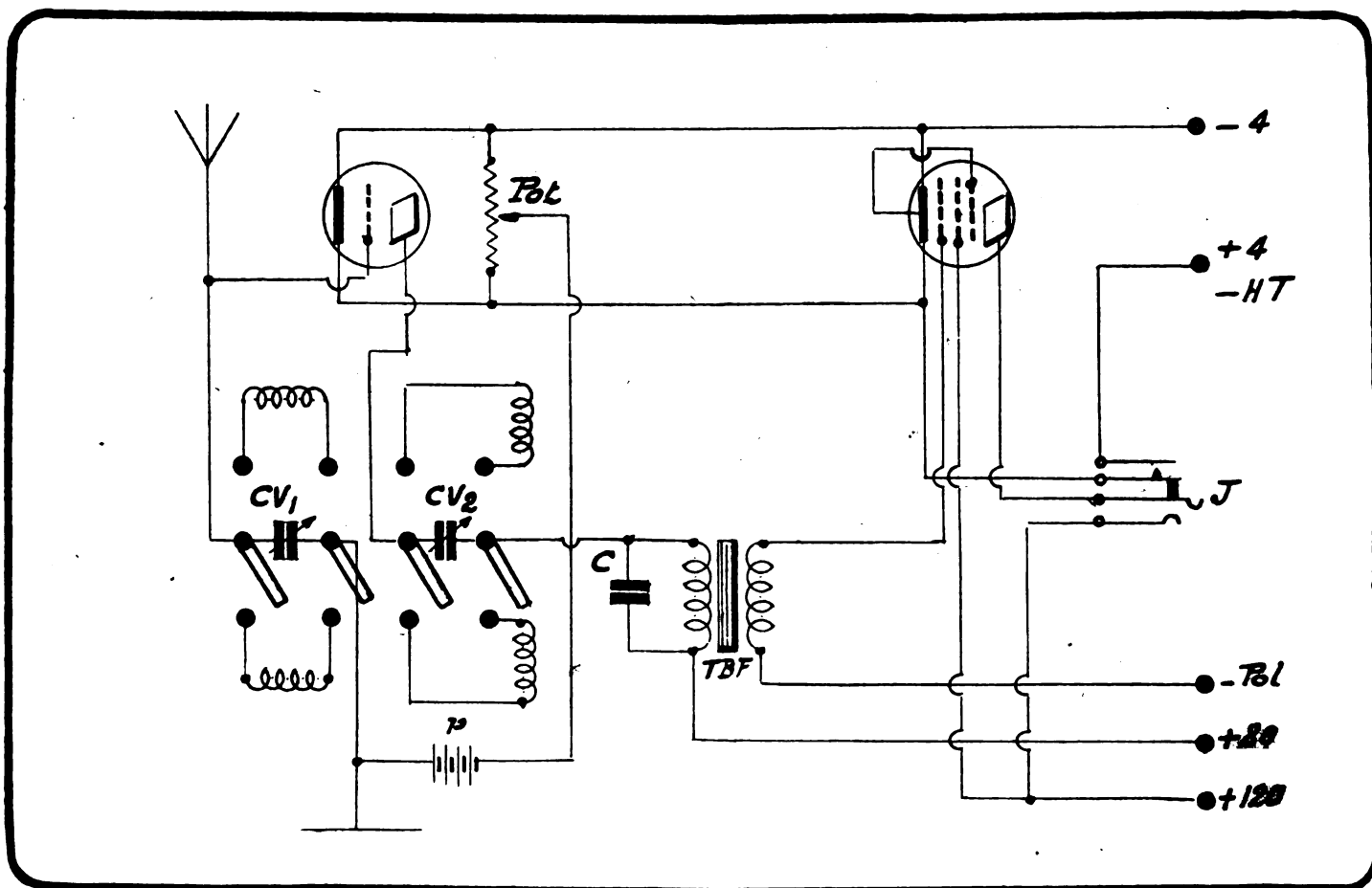
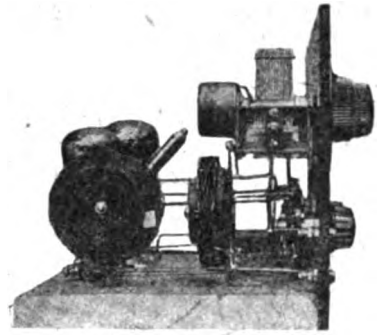
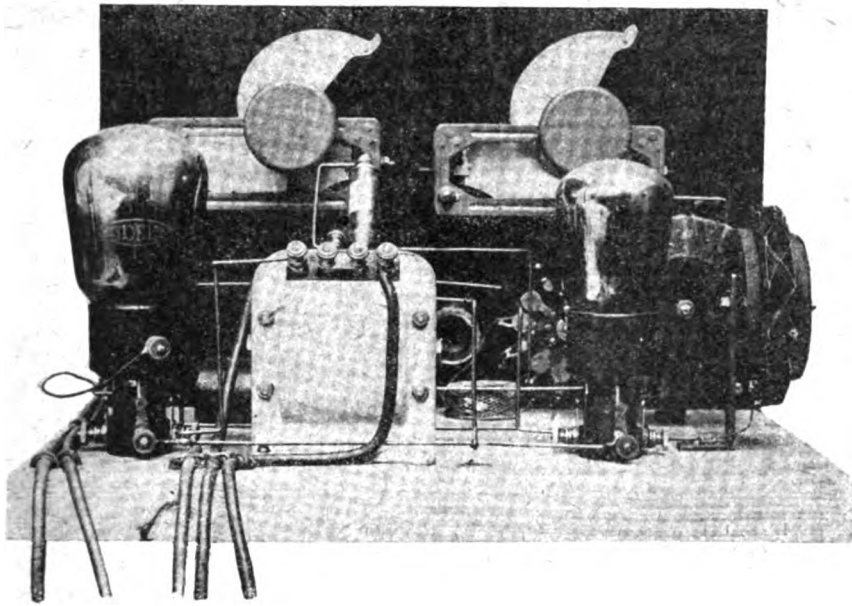


Fig. 1.

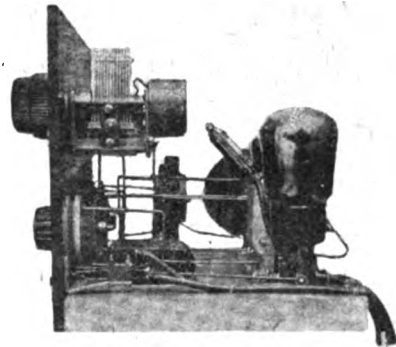


le jack J qui sert en même temps à l'allumage et à l'extinction des lampes. Aucun rhéostat n'est prévu, les lampes à utiliser fonctionnant normalement sous une tension filament de quatre volts *pleins*. N'importe quelle bigrille de puissance convient à l'étage B. F., par contre la détectrice doit être une lampe spécialement étudiée pour cet usage sous peine d'un rendement désastreux. Cette lampe doit avoir une résistance interne de 7500 à 8000 ohms pour un coefficient d'amplification de 14 à 18 et une forte inclinaison de la caractéristique (en général 2).

Le montage est effectué sur une planche de bois bien sec horizontale et un panneau d'ébonite vertical; consulter à ce sujet les photographies ci-jointes. Le panneau vertical mesure 20 cm sur 30 et porte les deux condensateurs variables, l'inverseur, le potentiomètre, le jack et les fiches antenne et terre. Les autres accessoires sont sur la planche de fond ainsi que les lampes, les selfs étant supportées par de petites équerres qu'il est très facile de confectonner avec de la bande de laiton de 1 m/m d'épaisseur et 1 cm. de largeur.

Les fils d'alimentation sont faits en câble à fort isolement soudés directement aux circuits, du fil souple lumière ferait d'ailleurs tout aussi bien l'affaire; il suffit ainsi de percer une petite fenêtre dans le derrière de l'ébénisterie et de

poche) placée à demeure dans le récepteur et dont le pôle positif va au curseur d'un potentiomètre Pot. de 600 ohms branché en shunt sur l'alimentation filament. Ce potentiomètre permet d'ajuster au mieux la polarisation de la grille détectrice suivant la puissance des signaux que l'on reçoit et sert en quelque sorte de vernier à la réaction; l'on constatera, en effet que, pour un réglage normal sur une émission, il est très facile de se rapprocher très près de la limite d'accrochage en amenant le potentiomètre lentement vers le plus quatre.



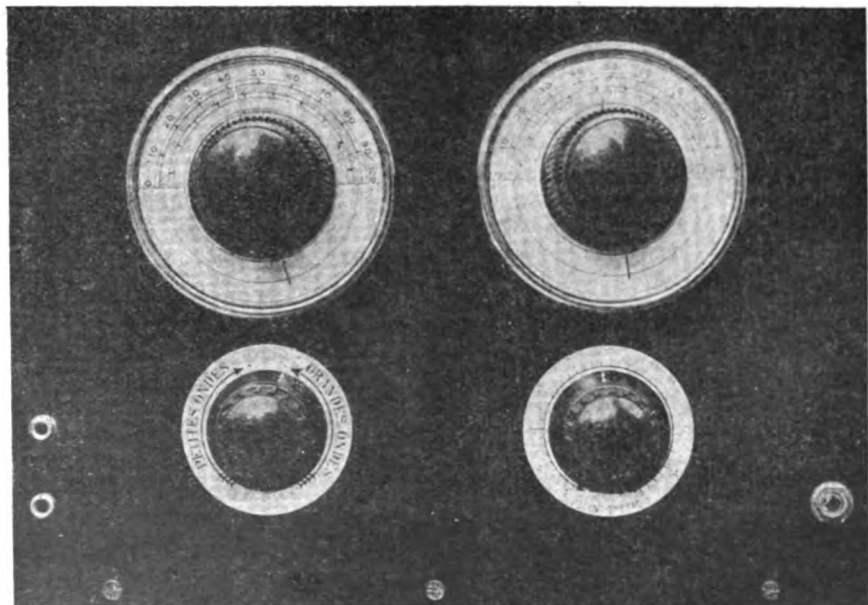
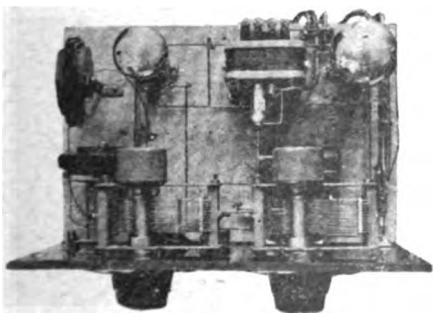
sur le côté du culot de la lampe et reçoit la totalité de la haute tension.

Le haut-parleur est branché à l'appareil au moyen d'une fiche allant dans

Les condensateurs CV₁ et CV₂ qui règlent les circuits oscillants d'accord et de réaction, sont tous deux de 0,5/1000 de μF et à démultiplication.

A la sortie du circuit de réaction, est reliée l'entrée du primaire du transformateur B. F. Cet organe sera de rapport 1/4 ou 1/5 et de très bonne qualité. L'enroulement primaire est shunté par une capacité C dont la valeur dépend des caractéristiques du transformateur mais sera toujours comprise entre 2 et 4/1000 de μF . Une capacité trop forte donne un accrochage trop mou et trop facile, de là manque de puissance, par contre une capacité trop faible supprime l'accrochage en P. O.

Le secondaire de notre transformateur attaque la grille de contrôle de la lampe B. F. dont la polarisation, fournie



terminer chaque fil par une cosse ou une fiche.

Le réglage est des plus simples : après avoir branché l'antenne et la terre ainsi que les batteries, enfoncer la fiche du H. P. dans le jack, ce qui allume du même coup les lampes. Placer le potentiomètre à la moitié de sa course et rechercher les ondes porteuses par la manœuvre de CV_1 , en se maintenant en accroché à l'aide de CV_2 . Lorsque le sifflement caractéristique est obtenu, faire apparaître la modulation en diminuant un peu la capacité de CV_1 , ce qui fait décrocher la détectrice. La manœuvre lente et combinée du potentiomètre et de CV_2 permet d'obtenir le maximum de puissance et de pureté.

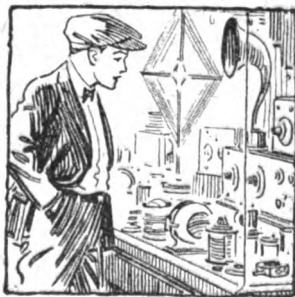
Au cas où l'on ne disposerait que d'une antenne très développée, ce qui aurait pour résultat de diminuer la sélectivité dans de fortes proportions, il y aurait lieu d'intercaler en série un condensateur fixe de 0,5 à 1/1000 de μF .

En banlieue, avec un fil de 20 mètres tendu rapidement à 4 mètres du sol, nous avons eu les postes parisiens en confortable haut-parleur, Daventry 5 GB, plus faible mais cependant bien audible dans une pièce de 4 mètres sur 4 ; en P. O., Langenberg, Radio-Toulouse, Turin, Milan, pas très forts mais encore audibles.

Un conseil pour finir : que ceux d'entre vous qui réaliseront ce montage n'oublient pas de retirer la fiche du

H. P. après chaque audition s'ils ne veulent pas voir leurs batteries se « dégonfler » avec une rapidité déconcertante. D'autre part veiller à ce que la polarisation de la B. F. soit toujours branchée et suffisante, car en son absence le filament de la bigrille a vite fait de se transformer en fumée !

N.-B. — Les photographies agrandies illustrant cet article ont été obtenues avec un pocket Zmo-dèle B des établissements Zion, 140 bd Richard-Lenoir, Paris XI^e.



À TRAVERS LA PRESSE ÉTRANGÈRE

ARGENTINE

« REVISTA TELEGRAFICA », Buenos-Ayres, Année XVII, n° 201, juin.

Super Band. — (Application du filtre de bande au superhétérodyne), par P. Noizeux.

Description par l'auteur d'un nouveau filtre passe-bande pour moyenne fréquence de superhétérodyne, breveté en Argentine.

L'auteur examine tout d'abord le superhétérodyne courant : la liaison M. F. par transformateurs à fer a été abandonnée en dépit de la puissance qu'elle donnait, à cause du manque total de sélectivité ; par contre le transformateur à air secondaire accordé, par sa sélectivité trop poussée, occasionnait une déformation. En outre le bruit de fond et l'instabilité due au potentiomètre constituaient deux graves défauts.

Les filtres de bande peuvent être rangés dans deux classes distinctes :

1° Filtres calculés pour laisser passer sans affaiblissement tous courants de fréquences comprises entre deux limites déterminées. Ces organes sont en général complexes et leur calcul, de même que leur réalisation, assez délicat. Par contre le résultat obtenu est parfait.

2° Filtres inductifs constitués par deux circuits accordés séparés et couplés l'un sur l'autre par capacité ou induction. Le degré de couplage détermine la largeur de la bande. Le filtrage n'est pas aussi efficace que dans le premier cas mais la construction est nettement facilitée.

Les premiers sont utilisés habituellement avec des liaisons M. F. assurées par transformateurs à fer, les seconds peuvent être employés comme organes de liaison.

Après avoir fait remarquer l'application de ces types au neutrodyne, l'auteur examine une autre utilisation : le filtre amplificateur : Une troisième solution consiste à employer le même circuit pour l'amplification en M. F. ; les lampes à écran se prêtent admirablement à la réalisation de tels montages : on détermine le couplage convenable suivant la bande choisie. Dans ces conditions le couplage optimum pour la plus grande amplification n'est pas très critique. On admet *grosso modo* que le « pourcentage de largeur » de la bande autour de la fréquence de syntonie des circuits est le même que le pourcentage du couplage, soit :

Fréquence de syntonie = 300 K. C.
1.000 mètres).

% de couplage :

$$\epsilon = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = 3\% \text{ de la largeur de la}$$

bande = 3% de 100 K. C. = 9 K. C.

Pour la réalisation d'un tel filtre, connaissant L_1 et L_2 , il suffit de terminer M (valeur de induction mutuelle des deux bobines).

Il existe différentes manières de faire varier le couplage : les deux selfs peuvent se déplacer le long d'un axe et susceptibles ainsi de s'éloigner ou de se rapprocher (nombrement assez grand) ou montées à la manière d'un vario-coupleur. On peut aussi varier le primaire en deux inductances : une couplée fixe au secondaire, l'autre dont on peut faire varier le nombre de spires. Si la troisième self est court-circuitée, le couplage est maximum, si au contraire le primaire est nul, le couplage est nul aussi. On

a en plus la possibilité de régler la bande à 40 ou 50 K. C pour certains buts (Télévision par exemple) et à 10 K. C pour d'autres (Réception de Broadcasting), une plus grande sélectivité sera obtenue par un réglage sur 5 K. C. Le principal intérêt de ce système réside dans le fait que l'amplification peut être maximum et que la largeur de la bande reste toujours constante, quelle que soit l'onde reçue.

L'auteur donne à la suite la réalisation d'un amplificateur moyenne fréquence à trois éléments du type décrit (deux étages M. F. et une détectrice) à circuits séparés et blindés.

L'amplification haute fréquence sur les ondes courtes, par J. Sar.

L'auteur nous indique d'abord les lampes à la disposition des amateurs argentins désireux d'étudier la question :

Type A. 435 à blindage interne « fixe ».

Type A. 442 et UX 222 à grille écran.

Le second est seul intéressant pour le but cherché. Le couplage peut être assuré par transformateur, par chocs et capacités ou résistances d'absorption et capacité ou auto-transformateur accordé, etc. Ce dernier devant être préféré aux autres. Le blindage devra être particulièrement soigné et séparer absolument les circuits de grille et de plaque. Un condensateur de 1 M. F. relie la plaque (côté + « B ») au blindage connecté lui-même au — « A » et facilite le passage des courants de haute fréquence. Le passage de l'antenne au travers du blindage devra être particulièrement isolé. Le détail suivant doit être retenu : la partie supérieure de la lampe au-dessus de l'anneau intérieur de blindage doit être extérieure au coffret métallique et l'ouverture pratiquée dans celui-ci aussi bien ajustée que possible. La connexion réunissant la plaque de la lampe à l'auto-transformateur accordé doit être aussi directe et aussi courte que possible. L'étage détecteur sera monté en Schnell, toutes selfs interchangeables, de petit diamètre, en fil spécial et sur bakélite.

« RADIO REVISTA », Buenos-Ayres, année VIII, n° 124, juillet.

Le récepteur « Racion 1500 », par J. A. Duclout. — Récepteur Broadcasting utilisant un circuit populaire outre Atlantique : trois étages haute fréquence à transformateurs secondaires accordés (triodes), une détectrice et une basse fréquence (trigrille puissance). Il fonctionne sur antenne extérieure ou intérieure même peu développée. L'aérien est directement connecté à la grille de la première lampe et celle-ci réunie à la terre par l'intermédiaire d'une résistance variable (1 à 10.000 ohms), ce circuit est donc entièrement apériodique et permet d'agir sur la sensibilité du récepteur. La lampe haute fréquence de couplage apériodique d'antenne est suivie de deux étages haute fréquence : la liaison entre les triodes est assurée par des transformateurs secondaires accordés de 25 sp. au primaire et 80 au secondaire (diamètre environ 25 mm.). Ces transformateurs sont ainsi réalisés : les deux enroulements G et P sont disposés à la suite, de la façon suivante :

| | | |
|------------|------------|---|
| Secondaire | { Grille | ↓ |
| | { Filament | |
| Primaire | { Plaque | ↓ |
| | { + H. T. | |

le maximum de tension se remarque donc à l'extrémité (G) du bobinage de grille. Chaque secondaire est accordé par une capacité de 0,00035 M. F. Les retours de grille des secondaires étant connectés à la terre, on peut employer des capacités variables montées en tandem. Un seul bouton de commande suffit donc.

La stabilité de l'amplification haute fréquence est obtenue au moyen de résistances en série dans la grille des lampes haute fréquence. Ces résistances sont fixes et d'une valeur de 450 ohms, valeur nullement critique du reste et pouvant varier entre 400 et 500 ohms pour les lampes courantes (réalisées par 8 mètres de fil « niquelina » 2 C/S). Ces résistances ont pour objet de « freiner » l'entrée en oscillations des lampes haute fréquence, facilitée par les capacités G-P et G-F. La sensibilité d'un étage ainsi monté est presque égale à celle d'un circuit bien neutrodyne, chose difficile à réaliser.

La détection est assurée par la méthode dite « de la courbure plaque » (batterie de 8 volts pour 90 volts plaque) qui seule permet une reproduction fidèle.

La trigrille de puissance fonctionne sous 150 volts et sa grille est polarisée à 22 volts 1/2. En série dans la grille de la détectrice est prévu un jack à coupure pour l'utilisation de la détectrice et de la B. F. après un pick-up pour l'amplification phonographique des disques.

La sélectivité est très satisfaisante pour permettre l'écoute dans une capitale et la sensibilité fut suffisante pour la réception des stations argentines à une distance de 1.500 km. dans la Cordillère des Andes.

Fono Valise, par Francisco Tornay. — Détails de construction d'une valise phono comprenant un moteur et son plateau, un bras porte-pick-up et un pick-up. Un fil terminé par une fiche de jack permet de connecter le P. U. à n'importe quel appareil de T. S. F. prévu à cet effet. Le moteur est placé dans l'un des coins de la valise, ce qui donne la possibilité d'emporter un grand nombre de disques. Pour le transport, le plateau est retiré et placé dans le logement des disques.

Un Schnell Bigrille pour ondes de 8 à 50 mètres, par A. Planès-Py.

Reproduction de l'article paru dans « Radio-Sport » (Madrid), février, et précédemment dans « L'Antenne » n° 291.

Le circuit Guerrero, par Rob. Guerrero. — Ce récepteur spécial descendant à 8 mètres est caractérisé par une extrême facilité de manœuvre et une grande simplicité de montage. Il comprend trois lampes : une détectrice Schnell et deux B. F. ; jacks pour l'écoute après une, deux ou trois lampes. La self de grille possède deux enroulements en série accordés par une capacité variable : l'une de ces deux inductances est couplée à la self d'antenne, l'autre à celle de plaque (réaction). Le diamètre est de 65 mm, et le fil du 9/10 deux C/C ou S. Les spires sont écartées pour les ondes courtes et le conducteur utilise du 5/10.

Les chocs de haute fréquence. — L'auteur insiste sur le soin qu'il convient d'apporter à la réalisation des selfs de choc haute fréquence : la capacité répartie doit être aussi

faible que possible pour éviter les effets de résonance, chaque type doit être adapté à la bande de fréquence à recevoir. Un dispositif intéressant consiste à disposer deux chocs en série : l'un pour les petites ondes, l'autre pour les grandes ondes, chaque bobine étant blindée. En outre, perfectionnement réel, un condensateur fixe de 20 MMF peut réunir le point de liaison des deux chocs au filament.

L'auteur conseille de bobiner 2.400 spires de fil 15/100 dans 8 gorges d'un mandrin de 25 mm. de diamètre extérieur et de 10 mm. de diamètre intérieur. Le choc doit en outre être placé à une distance assez grande des circuits pour n'avoir aucune influence sur eux.

L'amplification basse fréquence Push-Pull. — La relation qui existe entre l'impédance totale des lampes dans un circuit B.F. Push-Pull et celle du haut-parleur, donnée par la formule :

$$R = \sqrt{\frac{\text{Impédance totale des lampes}}{\text{Impédance du H.P.}}}$$

permet de déterminer le rapport du transformateur de sortie.

Pour des lampes d'une résistance moyenne (2.000 ohms) et un haut-parleur de 4.000 ohms à 200 périodes, nous trouverons un rapport égal à 1/1.

Ce calcul n'est pas applicable dans le cas des haut-parleurs à bobine mobile (électrodynamiques) dont la résistance varie indépendamment de la fréquence, et on doit avoir soin de ramener l'impédance du reproducteur à une fréquence donnée, soit 200 périodes.

Dans le cas des *moving coil*, la formule devient :

$$R = \sqrt{\frac{2 \times \text{Impédance totale des lampes}}{\text{Impédance du haut-parleur.}}}$$

BRÉSIL

« ANTENNA », Rio de Janeiro, Année IV, n° 38.

Un récepteur ondes courtes à trois lampes. — Détectrice Schnell et deux B.F. caractérisée par le détail suivant : le fait d'enfoncer la fiche du casque dans un jack provoque la fermeture du circuit filament. Les inductances sont montées sur de vieux culots de lampes et de ce fait deviennent très aisément interchangeables. Le choc H. F. est constitué par un assemblage de 4 à 5 inductances « Honey Comb », de 25 spires chacune sur un support spécial : il est ainsi possible d'augmenter l'efficacité du choc jusqu'au maximum désiré.

Un « Reflex », à deux lampes d'une réalisation facile. — Ce reflex comprend un étage haute fréquence, une détection par cristal et deux étages basse fréquence par deux lampes seulement.

ESPAGNE

« RADIO-BARCELONA », Barcelone, n° 253 à 258. Juillet.

Les décharges atmosphériques. — Différents montages d'un inverseur antenne-Terre pour la protection efficace des récepteurs de T. S. F. en cas d'orage. Inverseurs uni et

bipolaires avec ou sans parafoudre. Article net et bien documenté.

Un récepteur Universel, par S. Sastre. — Le récepteur décrit utilise des pièces Philips et le schéma est du reste donné par cette importante firme. Détectrice Bourne-Schnell et basse fréquence à transformateur. Lampes E. 415 (D) et C. 443 (B.F.) alimentées par le secteur, la première à cathode chauffée indirectement, la deuxième à chauffage direct. Tension d'alimentation basse tension : 4 volts.

Réalisation d'un superhétérodyne à 5 lampes. — Par A. Planès-Py.

Tous détails pratiques pour le montage d'un superhétérodyne à 5 lampes type « Supradyn » : une bigrille, deux M. F. à transformateurs secondaires accordés, une détectrice et une B. F. par triode ou trigrille de puissance.

Félicités nouvelles :

Nouvelles longueurs d'onde des stations d'émission espagnoles en vertu de Plan de Prague et à partir du 1^{er} juillet dernier :

| | | |
|---------------------|--------|----------|
| EAJ. 1 Barcelone | 349 m. | 859 KC. |
| EAJ. 13 — | 268 — | 1119 KC. |
| EAJ. 7 Madrid | 424 — | 707 KC. |
| EAJ. 5 Séville | 368 — | 815 KC. |
| EAJ. 8 St-Sébastien | 368 — | 815 KC. |
| EAJ. 22 Salamanque | 453 — | 662 KC. |

La puissance de la station de Schenectady (General Elect. Co) sera portée à 200 K. W. Les essais seront effectués à partir de 00 h. sur 545,5 m. (500 KC), 455,9 m. (1150 KC) et 200 m. (1500 KC) afin de déterminer jusqu'à quel point une augmentation de la puissance peut améliorer la portée. L'indicatif sera : W2XAG.

Sous la rubrique « Questionnaire Musical », le directeur de la revue « Radio Barcelona », l'excellent compositeur et critique musical espagnol Sr. D. Salv. Raurich, donne les résultats d'un petit referendum organisé dans le but de déterminer les auteurs les mieux goûtés du public. Nous reproduisons par ordre de voix dans chaque catégorie les trois premiers auteurs préférés :

Opéras modernes étrangers : Wagner, Verdi, Rimsky, Korsakow.
Musique symphonique classique étrangère : Beethoven, Mozart, Schubert.
Musique symphonique moderne étrangère : Strauss, R. Korsakow.
Musique religieuse étrangère : Bach, Palestrina, Haendel.
Musique chorale ancienne étrangère : Haendel, Bach, Haydn.
Musique chorale moderne étrangère : C. Franck, Saint-Saëns, R. Korsakow.
Chansons et lieder étrangers : Schubert, Schumann, Grieg.

« E. A. R. » Madrid, Année IV, n° 50, juin. Organe officiel de l'E.A.R.

Dans la chronique « Les amateurs espagnols », description complète de la station EAR 94 (Luis Sagues) de Barcelone. A remarquer le récepteur ondes courtes à trois lampes : une H. F. à écran, une détectrice à réaction statique et une B. F. à écran qui permet à EAR94 d'obtenir d'excellentes réceptions en phonie de ses correspondants.

Description de la station japonaise J3CB (M. Kusama). — Circuits perfectionnés, par Rod. Couppez. Continuation de la suite d'articles, spéciale pour « E.A.R. ».

ITALIE

« RADIO-GIORNALE », Milan, Année VII, n° 6, juin. Organe Officiel de l'Associazione Radiotecnica Italiana.

Notes sur la réaction, par Dorian. — L'auteur passe en revue les différents systèmes de réaction utilisés. La réaction magnétique (entrée en oscillations par le couplage des selfs G et P) est plutôt destinée à la réception des ondes longues. Les ondes moyennes et courtes seront captées plus aisément en diminuant le nombre de spires de la self de plaque et en prévoyant un condensateur variable entre la plaque et le filament (Réaction Schnell). Ce condensateur pourra être placé en série avec un autre fixe destiné à éviter le court-circuit de la batterie de haute tension dans le cas où les armatures du condensateur variable viendraient en contact fortuit. Le montage de la réaction dans les circuits Reinartz-Weagant est analogue au précédent. Dans l'Armstrong, le récepteur entre en oscillations lorsque les deux circuits de grille et de plaque sont tous deux accordés sur la même λ . La résistance de grille doit être déterminée aussi exactement que possible pour que la réaction donne un accrochage doux et réversible.

Récepteur à trois lampes alimenté par l'alternatif. — Ce récepteur se compose d'une haute fréquence à écran, d'une détectrice à réaction magnétique et d'une trigrille de puissance. La H. F. et la D. sont à cathode chauffée indirectement, la B. F. à chauffage direct sur l'alternatif. L'écran de la H. F. est connecté au blindage au moyen du classique condensateur de 0,005 ainsi que le + H.T. La liaison est assurée par un transformateur H.F. secondaire accordé. La cathode indirecte de la H. F. reliée à la terre et au point commun comporte en série une résistance fixe de 600 ohms shuntée par une capacité fixe de 0,5 M.F. La tension de plaque de la détectrice est déterminée par une résistance variable de 100.000 ohms shuntée par un condensateur de 1. M. F. Les deux condensateurs variables d'accord (Secondaire de l'aérien et secondaire du transformateur de liaison) sont jumelés.

« RADIO RARIO », Milan, Année V, n° 27. Nouvelles λ en observation du Plan de Prague :

| | | | |
|---------|-------|----------|---------|
| Bolzano | 1. BZ | 453,2 m. | 0,2 KW. |
| Gènes | 1. GE | 385,1 m. | 1,2 KW. |
| Milan | 1. MI | 500,8 m. | 7 KW. |
| Naples | 1. NA | 331,4 m. | 1,5 KW. |
| Rome | 1. RO | 441,1 m. | 3 KW. |
| Turin | 1. TO | 274,2 m. | 7 KW. |

« RADIO RARIO », Milan, Année V, n° 31.

La sélectivité dans un récepteur moderne par Alba. — L'auteur insiste particulièrement sur le fait qu'une sélectivité par trop poussée occasionne des distorsions et procure une mauvaise reproduction de la station. Il faut donc s'attacher à obtenir volontairement une courbe de résonance légèrement aplatie. L'auteur conseille en outre d'accorder le premier transformateur H. F. sous un λ légèrement inférieure à celle de la station et le deuxième sur une λ légèrement supérieure.

CONSEILS d'un BRICOLEUR

LES MAUVAIS CONTACTS

TOUS les amateurs savent quelle est l'importance des contacts dans les montages de T. S. F., et les lecteurs de Q. S. T. et de L'Antenne ont été maintes fois prévenus à ce sujet dans les colonnes de ces revues. Il n'est cependant pas inutile d'y revenir, car trop de pannes encore proviennent de là, même dans des récepteurs très bien montés, dont les connexions sont soigneusement soudées, les vis serrées, etc. Il faut, en effet, compter avec le matériel employé, même si celui-ci est excellent.

Non pas que les constructeurs se désintéressent de la question; loin de là, et il faut reconnaître que les efforts faits par ceux-ci n'ont pas été inutiles puisque nous avons maintenant des accessoires presque parfaits, tant au point de vue électrique que mécanique, et d'une présentation souvent irréprochable. Il est même agréable de constater que les productions françaises ne le cèdent en rien aux productions étrangères, nous pouvons même dire qu'elles leur sont, dans bien des cas, supérieures.

Pour en revenir à nos moutons, prenons, si vous le voulez bien, un appareil qu'un amateur vient de construire, un super classique à cinq lampes, par exemple.

Tout est prêt, les accus sont « gonflés à bloc », le cadre donne de bons résultats avec un appareil semblable, et cependant notre monsieur a beau tourner ses cadrans de condensateurs, régler au mieux le chauffage, le potentiomètre, rien autre chose que des grésillements, des sifflements ! Et pourtant, il est amateur averti, c'est le troisième super qu'il monte, les deux premiers ont très bien fonctionné du premier coup, le matériel employé est identique et de bonnes marques, le montage est bien soigné et sûrement

sans erreur ! C'est à y perdre son latin ! Et justement ce poste est pour un parent qui a été émerveillé lors d'une récente visite !

Des recherches sont faites dans l'ensemble de l'installation; en désespoir de cause l'on demande secours à un ami qui s'y entend, paraît-il, très bien, mais se trouve tout aussi impuissant devant le montage capricieux. Que faire ?

Il faut simplement vérifier les accessoires constituant le montage, après

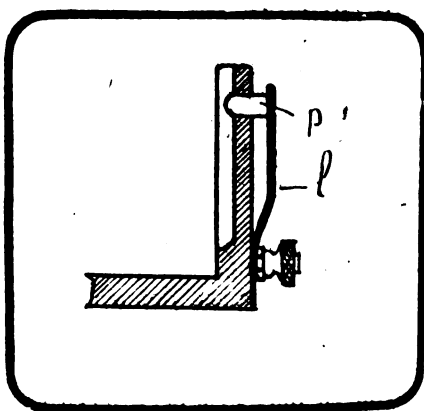


Fig. 2

avoir localisé si possible l'endroit d'où vient la panne.

Voyons d'abord les supports de lampes. Il en est de tant de modèles différents que nous n'avons pas la prétention de les passer tous en revue. Voici seulement deux exemples :

La figure 1 représente en coupe une partie de support rond en ébonite où les broches des lampes sont guidées dans des rainures A ; le contact est assuré avec les circuits par des lamelles souples l fixées au support par une tige filetée et un écrou. Pendant le montage, il peut arriver qu'une ou plusieurs lamelles se trouvent écartées plus qu'il n'est nécessaire ; le contact ne se fait plus ainsi, et cela est suffisant pour rendre l'appareil partiellement ou complètement muet.

Sur la figure 2, nous voyons un autre système ; cette fois le support en ébonite est creux et le contact est assuré par un petit poussoir (p) solidaire d'une lamelle flexible fixée à la base du support. Là il arrive que le poussoir, ayant été tiré trop en arrière, reste coincé dans le trou qui lui sert de guide.

Enfin, dans les deux cas, les vis de fixation des lamelles peuvent être plus ou moins desserrées, ce qui revient presque toujours à créer une résistance parfois considérable dans les circuits intéressés. Si ceci arrive sur une broche plaque ou filament, il en résulte le

plus souvent des crachements et sifflements dans le H.P.

Dans les transfos M. F., il peut arriver des choses semblables, nous n'en prendrons pour exemple que le cas dont nous fûmes victime il y a quelque temps : un super, après avoir fonctionné normalement pendant un mois, se refusa un beau jour de donner autre chose que des hurlements et des accrochages intempestifs. Nous voici donc parti à « sonner » tous les circuits, qui se révélèrent tous bons. Nous insistons un peu sur ce point, car l'appareil refusait encore tout service. Nous décidâmes alors d'éventrer tesla et transfos M. F., car de nos recherches il était clair que le défaut ne pouvait provenir que de là.

La figure 3 montre comment est effectué le montage des accessoires employés : des tiges filetées T sont vissées dans la joue supérieure du mandrin en ébonite, les extrémités des enroulements et un condensateur fixe de valeur appropriée (transfos accordés) sont soudés à des petites cosse serrées sous des écrous A, puis un capuchon également en ébonite recouvre le tout et est maintenu par d'autres écrous B ; enfin les bornes molletées C servent au raccordement des connexions du montage.

Si nous raisonnons un peu, nous voyons que l'écrou B contrarie l'effort de A ; lors du montage, C ajoute encore à cet effet ; voilà pourquoi après avoir ouvert nos transfos, nous avons pu les revisser d'un ou deux tours au moins. Ce travail fait et le récepteur remonté, le fonctionnement était redevenu parfait.

La morale de ceci est qu'il ne suffit pas de vérifier les circuits avec une pile et un voltmètre, car un circuit peut paraître bon ainsi, mais ne convient cependant pas en fonctionnement avec les lampes.

Pour tous les accessoires, il est possible de faire une vérification identique,

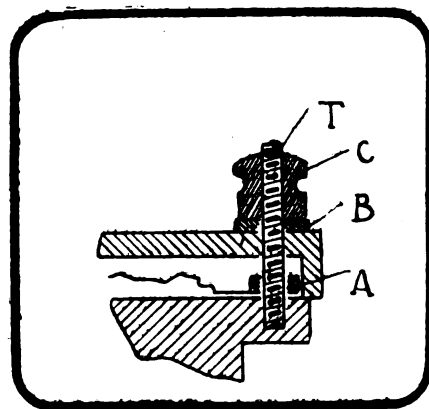


Fig. 3

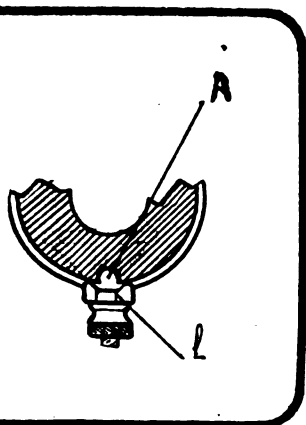


Fig. 1

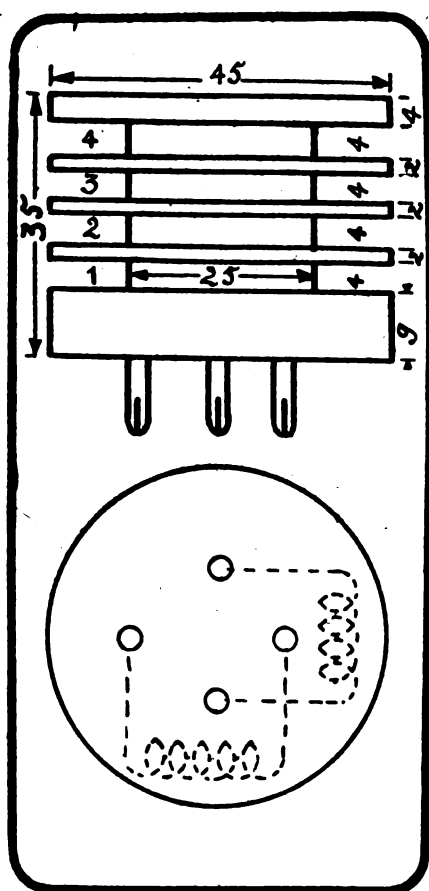


Fig. 4

et nous laissons ce soin à nos lecteurs : nous avons simplement voulu montrer, par des exemples, comment procéder. Il est surtout bon de faire une revision générale d'un récepteur chaque année, car, si bien serrés que soient les différents écrous et vis d'un montage, il arrive toujours qu'au bout d'un certain temps le serrage soit devenu défectueux même si les pièces considérées ont été l'objet du plus grand soin de la part de leurs constructeurs.

Il est certain que l'on gagnera du temps en localisant d'avance les pannes. Nous reviendrons prochainement sur ce sujet.

QUELQUES TRANSFOS M. F.

Depuis que les supradynes et similaires existent, il a été décrit, pour l'amplification moyenne fréquence, plusieurs types de transformateurs répondant plus ou moins bien aux conditions d'un bon fonctionnement général de ces récepteurs. Nos lecteurs nous demandent encore assez souvent les caractéristiques de ces accessoires ; nous allons dans les lignes qui vont suivre, donner la description de quelques types faciles à réaliser.

Voici tout d'abord le modèle déjà souvent décrit et appelé parfois « type 208 » (il a été donné la première fois dans le n° 208 de *L'Antenne*). Le bobinage est fait sur mandrin ayant les

dimensions données par la figure 4. Le primaire et le secondaire comportent chacun 760 tours de fil 2/10, une couche soie. Ces enroulements sont répartis dans les quatre gorges, à raison de 380 tours dans chacune d'elles. Le primaire trouve sa place dans les gorges 1 et 2 et le secondaire en 3 et 4. Il est utile d'apporter le plus grand soin au bobinage qui doit être fait par couches rangées. Non seulement un enroulement mal fait diminue le rendement, mais il y a à craindre alors que le fil nécessaire ne tienne pas entièrement dans les gorges.

Le tesla d'entrée est bobiné sur un mandrin identique, la seule différence est que le primaire ne comporte que 380 spires qui sont logées dans la gorge 1 ; la gorge 2 reste libre, ce qui diminue le couplage et augmente de ce fait la sélectivité.

Les extrémités des enroulements sont reliées à quatre broches vissées à la partie inférieure du mandrin, tel qu'il est indiqué figure 4. Afin que les flux soient en opposition, ces connexions auront la correspondance suivante : entrée primaire = plaque ; sortie primaire = + HT ; entrée secondaire = - 4 au potentiomètre ; sortie secondaire = grille.

Ce type de transfo donne une longueur d'onde M. F. de 5.000 mètres lorsque les secondaires sont shuntés par une capacité de 0,5/1.000 de μF environ ; le mieux est de se servir pour cet accord de petits condensateurs ajustables à diélectriques mica de 0,5/1.000. Le primaire du tesla doit être shunté par une capacité de 1 à 1,3/1.000. A titre d'indication, il faut environ 200 mètres de fil pour un transfo et 150 mètres pour un tesla.

Voici une autre solution, qui donne peut-être moins d'élégance, mais est d'un rendement supérieur. Les enroulements sont constitués par des nids d'abeilles réduits montés « dans l'air » ou presque. Il existe dans le commerce plusieurs variantes de ces nids d'abeilles bobinées en duolaterale ou en tétralaterale et en fil de 2/10 deux couches soie qui conviennent très bien (les selfs dites « Mignonettes » peuvent convenir aussi, mais sont inférieures

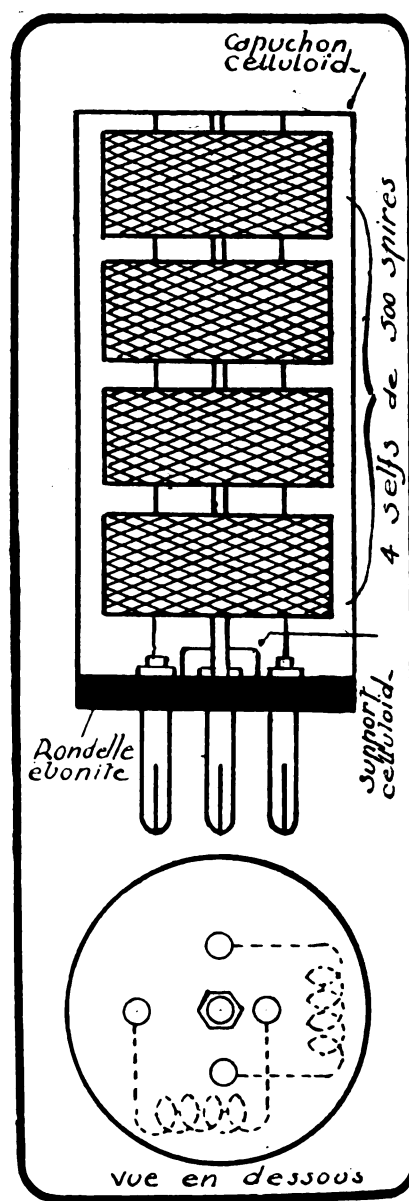


Fig. 6

aux précédentes parce que faites de fil 1/10 et compressées).

Les transfos comportent, au primaire et au secondaire, deux selfs de 500 spires en série, ce qui fait en tout, pour chacun, 4 selfs. Celles-ci sont

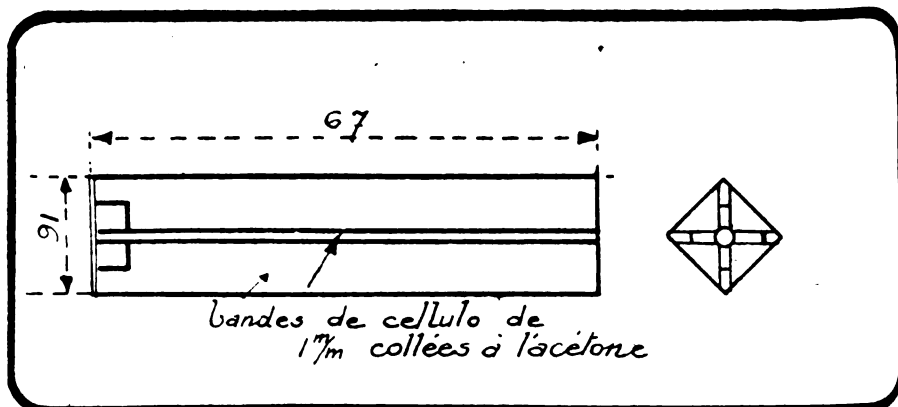


Fig. 5

enfilées sur un petit support en croix fait à l'aide de bande de celluloid de 1 millimètre, collée convenablement à l'acétone (fig. 5). Il convient de laisser entre chaque self un espace de 2 millimètres en intercalant entre elles une petite bande de celluloid. L'ensemble est fixé sur une rondelle d'ébonite comportant 4 broches, et les connexions sont faites de la même façon que pour les transfo sur mandrin. Il est possible de protéger le tout des coups et de la poussière par un petit capuchon de celluloid fin (fig. 6).

Le tesla ne comporte au primaire qu'une seule self de 500 spires écartée de 1 millimètre du secondaire.

L'accord est aussi obtenu sur 5.000 mètres à l'aide de petits ajustables de 0,5/1.000 de μF . Le primaire du tesla est shunté par une capacité de 1/1.000.

Enfin, pour terminer, voici les valeurs des selfs et capacités à employer si l'on désire avoir une longueur d'onde M. F. de 3.000 qui présente de gros avantages.

Transfo : primaire et secondaire : deux selfs de 300 spires.

Tesla : Primaire : une self de 300 spires ; secondaire : deux selfs comme ci-dessus.

L'accord est obtenu à l'aide de petits CV à air de 0,25/1.000 ; le primaire du tesla est shunté par 0,5/1.000.

Tous ces transfos donnent de bons résultats et conviennent dans la majorité des cas ; nous avons un faible pour le dernier modèle, accordé sur 3.000 m. ; mais nous laissons cependant le libre choix à nos lecteurs, suivant leur goût, et les matériaux dont ils disposent.

POUR TARAUDER LES TROUS DANS L'ÉBONITE

Il arrive souvent, lorsque l'on veut fixer une pièce sur une plaque d'ébonite sans percer celle-ci afin de ne pas nuire à l'esthétique, que l'on éprouve quelque difficulté. L'on peut percer un trou ne débouchant pas et d'un diamètre un peu plus faible, et faire entrer ainsi à force la vis de fixation ; mais un malheur est vite arrivé, autrement dit la plaque se casse avec une grande facilité ; ou alors la vis « mange son filet » et ne tient pas. Voici la façon de réaliser économiquement quelques petits tarauds de 3 ou 4 millimètres.

Prenez une vis en acier, ou à la rigueur en laiton, de 3 ou 4 centimètres de longueur et à tête six pans de préférence. Deux solutions conviennent :

1° Limer en triangle (fig. 7) de façon de ne laisser de filet qu'aux trois sommets, puis terminer légèrement en cône de façon à faciliter l'entrée.

2° Dégager le filet (fig. 8) sur trois points différents à l'aide d'une lime fine, et terminer également en cône. Le deuxième procédé est plus délicat à réaliser mais est meilleur.

Pour tarauder, percer d'abord à 2,3 ou 2,5 pour vis de 3 millimètres, ou à 3,3 ou 3,5 pour vis de 4 millimètres. Commencer de tarauder lentement, en imprimant une légère pression au taraud, lorsque celui-ci a bien mordu,

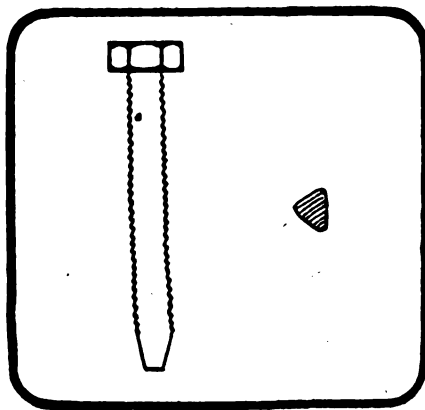


Fig. 7

continuer de tourner *sans pousser* et en donnant un mouvement de vissage de dévissage alternatif. Ne pas faire plus de deux filets sans déboucher en enlevant complètement le taraud et en

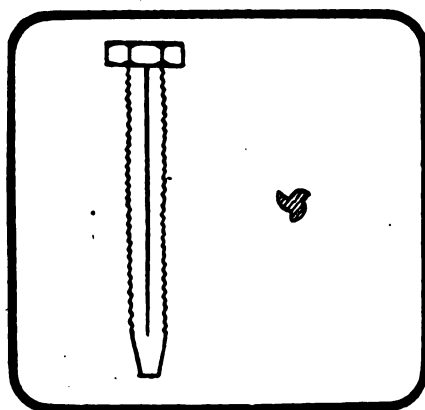


Fig. 8

l'essuyant, et surtout ne pas mettre d'huile !

L'on obtient ainsi des trous dans lesquels les vis tiendront bien, à condition toutefois de ne pas serrer comme on le ferait dans un métal.

EN QUELQUES LIGNES

Méfiez-vous des condensateurs fixes dont le diélectrique est un autre corps que du mica. Il arrive assez souvent que ces condensateurs fuient... comme des paniers !

Et c'est là une cause fréquente de panne dans les postes récepteurs.

Les résistances destinées à faire chuter la tension d'alimentation d'une ou plusieurs lampes dans un récepteur,

doivent être constituées par un bobinage de fil résistant. Les résistances en matière moulée ou autres ne conviennent pas pour cet usage par suite de leur inconstance et du peu d'intensité qui peut les traverser sans les détériorer.

Avant de partir en vacances, chargez à bloc vos batteries, c'est une sage précaution pour les retrouver en excellent état au retour.

Ne vous montrez pas trop difficiles pour juger les qualités d'un récepteur en la saison que nous traversons. Les parasites sont en effet très nombreux et puissants, et d'autre part la propagation est moins bonne que pendant la fin de l'automne, l'hiver et le printemps.

Pour obtenir le maximum de rendement de vos récepteurs, employez toujours des lampes étudiées spécialement pour les fonctions respectives qu'elles remplissent. C'est un non sens de mettre des lampes identiques (lampes dites universelles, par exemple) à tous les étages.

LES C.V. TAVERNIER
1929
SONT A



CV.
toutes capacités
à Cadran-Vernier
donnant 1.000 points précis de lecture

Nouvelle
Démultiplication à billes
Type du Salon
EN VENTE PARTOUT

Gros exclusivement :
71^{er}, rue François-Arago
MONTREUIL (Seine)

TARIF 18, GRATUIT SUR DEMANDE

DOCUMENTATION

Amplificateurs

■ ■ ■ ■ ■

GÉNÉRALITÉS

POUR obtenir une reproduction pure il faut que les variations de courant et de tension dans le circuit anodique des lampes amplificatrices correspondent fidèlement aux variations des tensions de grille appliquées aux lampes. Comme on désire réaliser en outre une forte amplification, le nombre des divers types de lampes est relativement élevé.

CARACTÉRISTIQUES. — Les propriétés d'une lampe de T. S. F. peuvent être déduites de ses caractéristiques, indiquant le rapport des phases successives du courant anodique sous des tensions de grille différentes.

DISTORSION. — Lorsque les conditions requises pour une reproduction fidèle ne sont pas remplies, les sons sont déformés. On dit alors qu'il y a « distorsion ».

L'application d'une tension négative de grille est une condition essentielle pour éviter cette déformation.

TRANSFORMATEUR. — Un transformateur ne peut assurer l'amplification uniforme de toutes les fréquences audibles que lorsque le choix du noyau de fer et de l'enroulement a été fait avec le discernement nécessaire. Il y a lieu d'éviter la saturation magnétique du noyau ainsi qu'une trop grande capacité propre dans l'enroulement secondaire. Les lampes amplificatrices auront une faible résistance intérieure. L'application de deux transformateurs présentant les mêmes défauts accentue sensiblement la déformation.

AMPLIFICATEURS

La propriété la plus importante d'une lampe de T. S. F. est la possibilité qu'elle offre d'amplifier l'énergie du courant alternatif. Ceci ne signifie pas qu'elle modifie la loi fondamentale de la physique, la loi de la conservation de l'énergie, mais simplement qu'une lampe permet, de par son fonctionnement comme relais, de retirer aux sources d'énergie faisant partie de l'amplificateur une énergie du courant alternatif sensiblement plus grande que celle appliquée à la lampe. De plus, et ceci est tout aussi important, les variations de courant et de tension obtenues sont des images fidèles des courants et des tensions appliquées à la lampe.

Ce sont ces propriétés de la lampe de T. S. F. qui ont permis le développement que la technique de la T. S. F. connaît actuellement.

On est en droit de demander pourquoi le nombre des différents types de lampes réceptrices est aussi grand,

puisque (sauf celles destinées à la détection) elles servent toutes à l'amplification des signaux. Si nous faisons abstraction de la tension de chauffage, qui varie nécessairement selon les cas, nous constatons qu'il y a cependant encore une grande diversité de types sur le marché.

Ceci s'explique par le fait que chaque lampe de T. S. F. est construite pour une fonction déterminée en combinaison avec d'autres accessoires ; en d'autres termes, l'énergie de courant alternatif que la lampe fournit en combinaison avec les sources d'énergie locales est utilisée par d'autres accessoires pour servir enfin à l'audition, en haut-parleur par exemple.

Une lampe haute fréquence, devant amplifier la faible énergie captée par l'antenne et la transmettre à son tour à l'aide d'un circuit vibratoire accordé (bobine et condensateur) à la lampe détectrice, doit avoir d'autres qualités qu'une lampe amplificatrice qui transmet l'énergie déjà amplifiée à un transformateur et cette lampe amplificatrice diffère à son tour de la lampe de sortie, laquelle transmet l'énergie au haut-parleur.

• Toutes ces propriétés doivent être différentes car, pour arriver au meilleur résultat, il faut que chaque lampe s'adapte à l'appareil qui la suit.

• On sait qu'un élément ne peut transmettre au circuit le maximum d'énergie que lorsque la résistance extérieure est identique à la résistance intérieure, et que cette énergie est plus faible lorsque le circuit extérieur a une résistance soit plus faible, soit plus élevée.

Une loi analogue s'applique à la lampe de T. S. F. avec les appareils intercalés dans le circuit anodique.

En effet, l'amplification s'affaiblit lorsque ces appareils ne sont pas adaptés à la lampe (ou inversement) et, lorsqu'il s'agit d'amplification basse fréquence, il y a en même temps distorsion, c'est-à-dire que l'amplification des notes élevées est plus forte que celle des notes graves par exemple.

Ceci est surtout vrai pour l'amplification par transformateur qu'on utilise le plus souvent.

Mais ce n'est pas seulement par leur résistance intérieure que les lampes de T. S. F. diffèrent entre elles. Le coefficient d'amplification aussi et le plan de la grille de la caractéristique qui s'y rapporte ont une grande influence sur l'amplitude des variations de tension transmises au tube ; il est évident que ces variations sont minima pour la première lampe (haute fréquence) et maxima après amplification pour la dernière lampe (lampe de sortie). Cependant le but est d'obtenir une ampli-

fication uniforme de l'énergie captée, et il ne peut donc pas y avoir de surcharge.

Pour étudier cette question, il est en tout premier lieu indispensable de savoir ce que l'on entend par caractéristiques d'une lampe de T. S. F., puisque ce sont ces caractéristiques qui permettent de se rendre compte de toutes les propriétés du tube.

Lorsque le filament d'une lampe de T. S. F. est alimenté par la source de courant prescrite, et que l'on intercale entre ce filament et la plaque une batterie et un milliampèremètre, celui-ci indiquera un courant, à savoir le courant électronique filament plaque. D'autre part, nous savons que le courant électronique est influencé par la grille, selon qu'on applique à cette grille un potentiel négatif ou un potentiel positif par rapport au filament. Cette influence peut être étudiée à l'aide d'une batterie, d'un potentiomètre et d'un voltmètre. Cet essai montrera que la déviation de l'ampèremètre décroît à mesure que la charge négative de la grille par rapport au filament est plus élevée. Le milliampèremètre indique rapidement zéro, c'est-à-dire que le courant anodique de la lampe s'annule. Une augmentation ultérieure de la tension négative de grille n'exerce aucune influence. Par contre, lorsqu'on applique à la grille une tension positive, la déviation de l'ampèremètre croît, c'est-à-dire le courant anodique augmente. Cependant il arrive un moment où une augmentation de la tension positive de grille reste aussi sans résultat ; le milliampèremètre indique alors un maximum. Le courant anodique ne peut plus augmenter parce que tous les électrons émis par le filament sont absorbés par la plaque (et la grille). On dit alors que le courant anodique a atteint sa valeur de saturation et l'on parle de « courant de saturation ».

Il est intéressant de connaître la valeur pratique de cet essai et des résultats obtenus. Si l'on dressait un tableau au moyen des chiffres obtenus, l'indication serait très confuse et ne permettrait pas d'en tirer des conclusions. Pour cette raison ces données sont représentées graphiquement.

Comme la mesure effectuée indique le rapport entre le courant anodique et la tension de grille, on se sert d'un diagramme sur lequel on porte horizontalement les valeurs de la tension de grille et verticalement les valeurs du courant anodique. L'intersection des deux axes du diagramme est le point où ces valeurs sont nulles ; on porte les tensions négatives de grille à gauche de l'axe vertical, et à droite les tensions positives de grille.

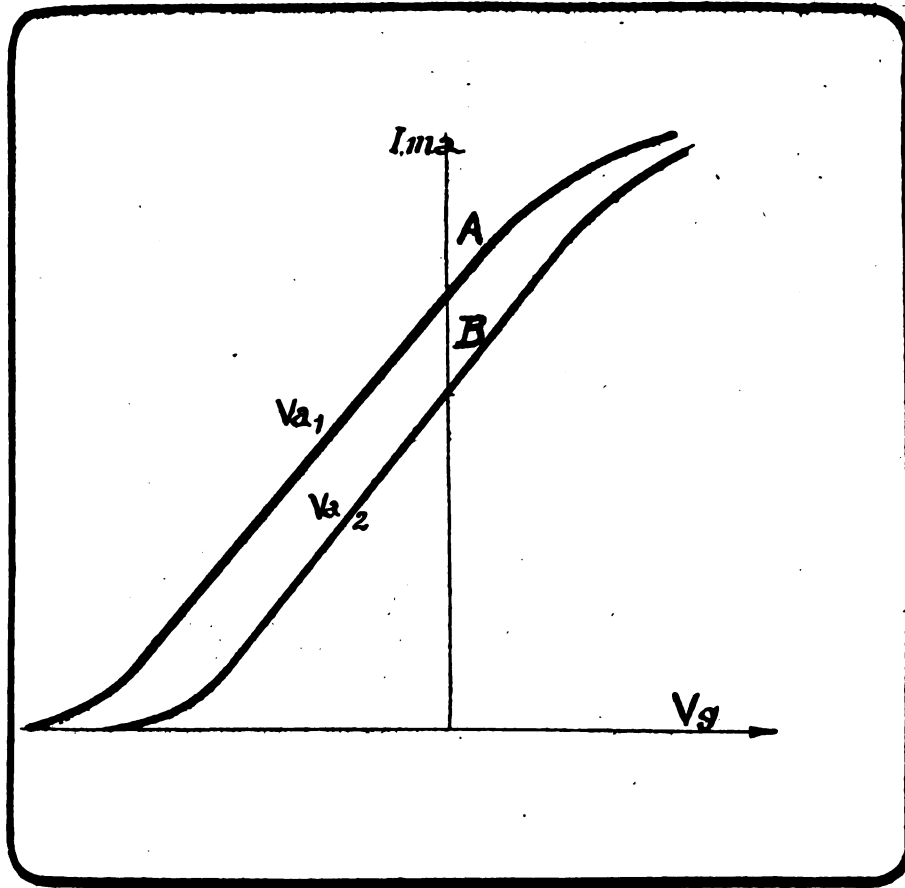


Fig. 1

Ceci fait, le résultat de toute mesure effectuée sera représenté par un point à proximité des axes. En reliant ces points, on obtient une courbe d'une allure particulière, permettant de se rendre compte de toutes les propriétés du tube. Cette courbe porte le nom de caractéristiques de la lampe. Les caractéristiques renseignent notamment sur toutes les propriétés dont il a été question ci-dessus, c'est-à-dire la résistance intérieure, le coefficient d'amplification et le plan de la grille de la lampe.

On trace la courbe sous une tension anodique déterminée. Lorsque celle-ci est plus faible, les intensités de courant anodique trouvées sont un peu plus réduites et l'on obtient une deuxième caractéristique. La résistance intérieure

R_i de la lampe est alors $\frac{V_{a1} - V_{a2}}{AB (mA)} = R_i$.

L'inclinaison de la courbe est une valeur qui indique si une petite variation de la tension de grille produit un changement plus ou moins sensible dans le courant anodique. Si l'on désire une forte amplification, l'inclinaison sera de préférence élevée, quoiqu'elle dépende également de la résistance intérieure, car l'amplification est plus ou moins puissante suivant la plus ou moins grande résistance intérieure de la lampe. Le coefficient d'amplification est donné par $K = S \times \frac{R_i}{1.000}$; ce facteur se déduit aussi de la courbe caractéristique.

Ce ne sont pas uniquement les propriétés précitées qui ont de l'importance. Pour que l'amplification soit

uniforme, il est indispensable que les variations de courant anodique correspondent exactement aux variations de tension de grille. La courbe caractéristique doit être rectiligne même dans la région des tensions alternatives de grille. Ceci nous permet de comprendre pourquoi une lampe de T. S. F. doit être appropriée aux tensions alternatives de grille. La courbe caractéristique d'une lampe de sortie, dont les tensions de grille, par suite de l'amplification réalisée, sont beaucoup plus intenses que celles de la lampe haute fréquence, doit donc se trouver plus à gauche que la courbe caractéristique de cette dernière lampe.

Comme il est en même temps désirable que l'inclinaison de la caractéristique soit forte, il faut donc que la valeur du courant de saturation de la lampe de sortie soit élevée et que le filament ait une forte émission. Pour cette raison, on désigne ces lampes sous le nom de « lampes de puissance ».

De ce qui précède, il ressort qu'il y a le maximum de risques de déformation d'intensité et de tension pour les lampes basse fréquence et les lampes de sortie. En effet, le courant anodique amplifié ne peut être l'image fidèle des variations de tension de grille que lorsque le fonctionnement a lieu dans la partie rectiligne de la caractéristique. Pour cela, il est nécessaire de donner à la grille une tension négative constante par rapport au filament.

Cette tension négative de grille ne sert pas uniquement à maintenir les variations de tensions de grille sur la

partie rectiligne de la caractéristique, mais aussi à empêcher que des charges positives soient communiquées à la grille.

Une lampe de sortie dont le courant de saturation n'est pas suffisamment élevé peut aussi provoquer de la distorsion. Lorsque la tension négative de grille exacte a été appliquée, les caractéristiques permettent de se rendre compte que, sous des variations alternatives de grille identiques, une lampe ayant inclinaison plus forte produit aussi des variations de courant anodique plus grandes que celles obtenues avec une lampe à faible inclinaison.

Les lampes possèdent donc les propriétés générales suivantes :

■ Une lampe haute fréquence doit avoir un grand coefficient d'amplification ; sa résistance intérieure peut généralement avoir une valeur élevée, puisqu'on emploie dans le circuit anodique des circuits le plus souvent accordés et dont la résistance est très élevée pour une fréquence déterminée. Le plan de grille de la lampe, c'est-à-dire la valeur de la tension négative de grille pour laquelle la caractéristique coupe l'axe horizontal, ne peut être petit. Le courant permanent et le courant de saturation doivent avoir une faible valeur également.

Par contre, l'inclinaison joue un grand rôle si l'on emploie la lampe amplificatrice basse fréquence, puisqu'ici la résistance intérieure doit être faible pour son adaptation au transformateur intercalé dans le circuit anodique. Ceci limite le coefficient d'amplification. D'autre part, le plan de la grille ne peut être trop petit, puisque pour cette lampe les variations de tension de grille sont déjà beaucoup plus grandes que pour la lampe haute fréquence. Il en résulte un courant permanent, ainsi qu'un courant de saturation relativement élevé, c'est-à-dire une grande émission.

Ces conditions sont encore beaucoup plus rigoureuses pour la lampe de sortie, de sorte que, normalement, le coefficient d'amplification reste au-dessous de 10.

Nous voyons en outre que la tension négative de grille est plus élevée à mesure que l'amplification est plus forte.

La nécessité d'appliquer une tension négative de grille à une lampe haute fréquence est pratiquement exclue. Il arrive que l'on applique à cette lampe une tension positive de grille pour éliminer l'oscillation, mais cette méthode n'est pas très heureuse, car elle provoque des courants de grille causant une distorsion.

Dans le poste récepteur, l'amplificateur basse fréquence cause lui aussi une déformation.

L'amplification réalisée par des lampes ne peut être utilisée qu'en faisant usage d'éléments de réduction qui forment couplage entre les lampes. Dans un amplificateur basse fréquence, on peut se servir dans ce but de résistances, de bobines de réactance ou de transformateurs. Lorsque les premiers accessoires susmentionnés ont été choisis judicieusement, l'amplification par résistances ne cause aucune distorsion ; mais elle est plus faible que lorsqu'on applique une autre méthode. L'amplification par bobines de réactance ne s'emploie guère dans les appareils

récepteurs normaux, puisqu'il est plus avantageux d'appliquer l'amplification par transformateurs. On ne doit cependant pas perdre de vue que les transformateurs peuvent être préjudiciables à la pureté de l'amplification réalisée grâce à un choix judicieux de lampes et à une tension négative de grille exacte.

Qu'exige-t-on d'un transformateur basse fréquence ? Comme on le sait, un transformateur se compose d'un noyau en fer, portant un enroulement primaire et un enroulement secondaire. L'enroulement primaire est intercalé dans le circuit anodique d'une lampe et l'enroulement secondaire doit transmettre les variations de tension de grille à la grille de la lampe suivante.

Nous avons vu que dans le circuit anodique d'une lampe il se présente des variations de courant résultant des variations de tension de sa grille. Si le réglage est bon, les variations de courant anodique seront les images fidèles des variations de tension de grille.

On doit cependant tenir compte du fait, que lorsqu'il s'agit d'une reproduction d'un morceau de musique, ces variations de courant et de tension peuvent avoir une fréquence de 50 à 10.000 périodes par seconde. Ceci n'offre aucun inconvénient pour une lampe de T. S. F., puisque celle-ci fonctionne sans masse inerte, tandis qu'elle peut amplifier d'une manière très uniforme tout aussi bien les variations lentes que les très rapides.

Ceci n'est pas le cas pour un transformateur. Pour celui-ci, le fer entre les enroulements primaire et secondaire doit transmettre, dans le même rapport, ces vibrations d'une périodicité très dissemblable. Bien que le fer puisse remplir cette fonction — bien entendu lorsqu'il possède les propriétés magnétiques exactes — on doit cependant, pour obtenir dans l'enroulement secondaire une tension alternative déterminée sous une fréquence de 50 périodes par seconde, appliquer à l'enroulement primaire une tension alternative toute autre que sous 10.000 périodes par seconde. En d'autres termes, la résistance apparente du transformateur est très différente pour des nombres de périodes de 50 et 10.000 par seconde. On parle ici de résistance apparente parce que la résistance ohmique (en courant continu) reste la même, alors qu'elle varie pour des courants alternatifs de périodicité différente.

En électrotechnique, ce phénomène est connu depuis longtemps déjà : En construisant un transformateur devant donner une tension secondaire déterminée sous une tension primaire déterminée, on l'adapte à une fréquence déterminée. Au cas où cet appareil doit être employé sous une fréquence double de celle pour laquelle il est construit,

la tension obtenue est différente pour une même tension primaire.

Un alliage de fer approprié, une composition soignée et des bobinages spéciaux, permettent de réduire ces différences lorsque la périodicité varie. A ce point de vue on est arrivé à une amélioration sensible par l'appropriation exacte du transformateur à la lampe amplificatrice qui le précède.

Mais d'autres difficultés devaient encore être surmontées. Pour que le transformateur satisfasse à la condition susmentionnée, il doit avoir un grand nombre de spires. Le transformateur sert à élever la tension : il doit produire dans l'enroulement secondaire une tension plus élevée que celle appliquée dans l'enroulement primaire ; le nombre de spires secondaires doit donc être plus grand, le triple du nombre de spires primaires par exemple. Or, ce dernier nombre doit déjà être aussi grand que possible !

En enroulant un nombre de spires aussi grand autour d'un noyau en fer, on obtient beaucoup de fils serrés les uns contre les autres. Malgré l'isolement qui les sépare, il n'existe une grande capacité entre eux, puisque tout conducteur métallique présente, par rapport à un autre, un phénomène capacitif. Le secondaire d'un transformateur produit donc une self-induction et une capacité, en d'autres termes, il devient circuit oscillatoire ayant une préférence pour une périodicité déterminée. A cette périodicité la tension alternative obtenue est souvent beaucoup plus grande qu'à d'autres fréquences. Cette fréquence préférée se trouve généralement dans le domaine des sons audibles. Cette propriété du transformateur est défavorable à son fonctionnement, puisque nous devons nous efforcer d'obtenir une amplification, aussi uniforme que possible, de toutes les fréquences qui se présentent.

On peut obvier à cet inconvénient par l'emploi d'un enroulement exempt de capacité propre. L'enroulement est alors divisé en tranches par exemple, ce qui augmente la distance entre les spires et réduit donc la capacité. Mais il en résulte un nouvel inconvénient : les dimensions du transformateur augmentent sensiblement. Si l'on veut réduire à tout prix les dimensions (ce qui est d'ailleurs à conseiller puisque les grandes dimensions provoquent toujours une augmentation de la capacité propre), on ne doit pas dépasser un minimum déterminé et subordonné aux qualités du fer.

Dans un amplificateur basse fréquence on applique aux lampes un courant anodique assez élevé. Ce courant anodique (courant continu) parcourt les enroulements primaires du transformateur.

Il s'ensuit que le noyau de fer doit avoir un diamètre minimum, dépendant des propriétés magnétiques du fer.

Avec les alliages de fer, généralement employés jusqu'ici, on obtenait toujours un transformateur de grandes dimensions et d'un prix assez élevé, puisque le noyau de fer devait avoir un diamètre suffisant pour empêcher une déformation par saturation magnétique, tandis que la capacité de l'enroulement secondaire devait être aussi faible que possible.

Il est vrai que, lorsqu'on ne suit pas ces prescriptions à la lettre, on peut réaliser un appareil meilleur marché, mais celui-ci sera surchargé si l'on emploie des lampes ayant un courant anodique élevé, il présentera en outre, sous l'influence des phénomènes capacitifs, une résonance désagréable.

Cet inconvénient s'accroît lorsque deux transformateurs identiques sont appliqués dans un amplificateur.

On peut remédier au sifflement de l'amplificateur :

1° Par l'emploi de transformateurs différents ;

2° Par l'emploi d'une résistance de fuite (100.000 - 500.000 ohms) montée en parallèle sur l'enroulement secondaire du transformateur. Elle amortit considérablement le circuit oscillatoire, la résonance est donc moins perceptible (léger affaiblissement de l'amplification).

Les lampes qui précèdent le transformateur doivent avoir une faible résistance intérieure (A 415 a 7.500 ohms, tandis que la A. 425 a 21.000 ohms et la R. 406 4.300 ohms par exemple).

Il est donc nécessaire d'utiliser des lampes ayant une forte inclinaison afin d'arriver quand même à un K

$$\text{élevé } \left(K = \frac{SR_i}{1.000} \right).$$

La méthode qui consiste à monter en parallèle une capacité sur un transformateur date de l'époque où l'on ne connaissait que la réception télégraphique, elle est périmée et mauvaise.

Lorsqu'on fait usage d'un noyau de fer spécial, de meilleure qualité au point de vue de la saturation et des pertes, le transformateur peut être de dimensions plus réduites ; il y a donc avantage de part et d'autre.

Une amplification uniforme, de qualité bien supérieure est obtenue en choisissant pour l'enroulement un autre matériel, le cuivre par exemple (transformateur Philips).

Il est toujours recommandable d'employer exclusivement des lampes à faible résistance intérieure, puisqu'alors l'amplification des notes graves est plus favorable. On sait que pour la plupart des haut-parleurs elle est plus faible que celle des notes élevées.

COMMISSION TECHNIQUE
DE L'UNION INTERNATIONALE DE RADIOPHONIE

CONTROLE A DISTANCE DES FRÉQUENCES DES ONDES PORTEUSES DES STATIONS D'ÉMISSION

Rapport N° 27 — Juillet 1929

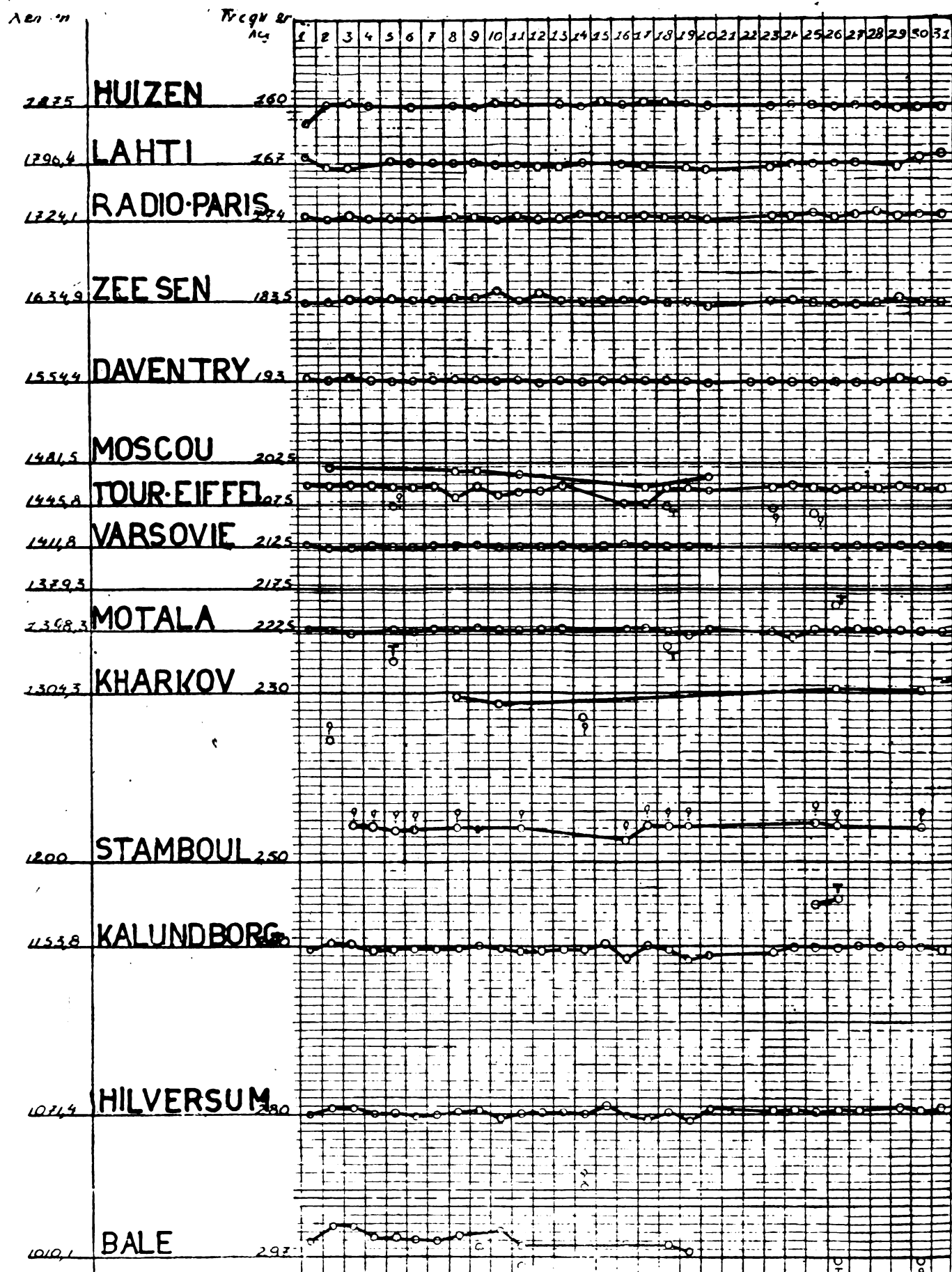
NOTA. — 1. Toutes les mesures figurant dans les graphiques ont été effectuées au Laboratoire de Contrôle de la Commission Technique de l'U. I. R. à Bruxelles, en partant du diapason standard à 1000 périodes.

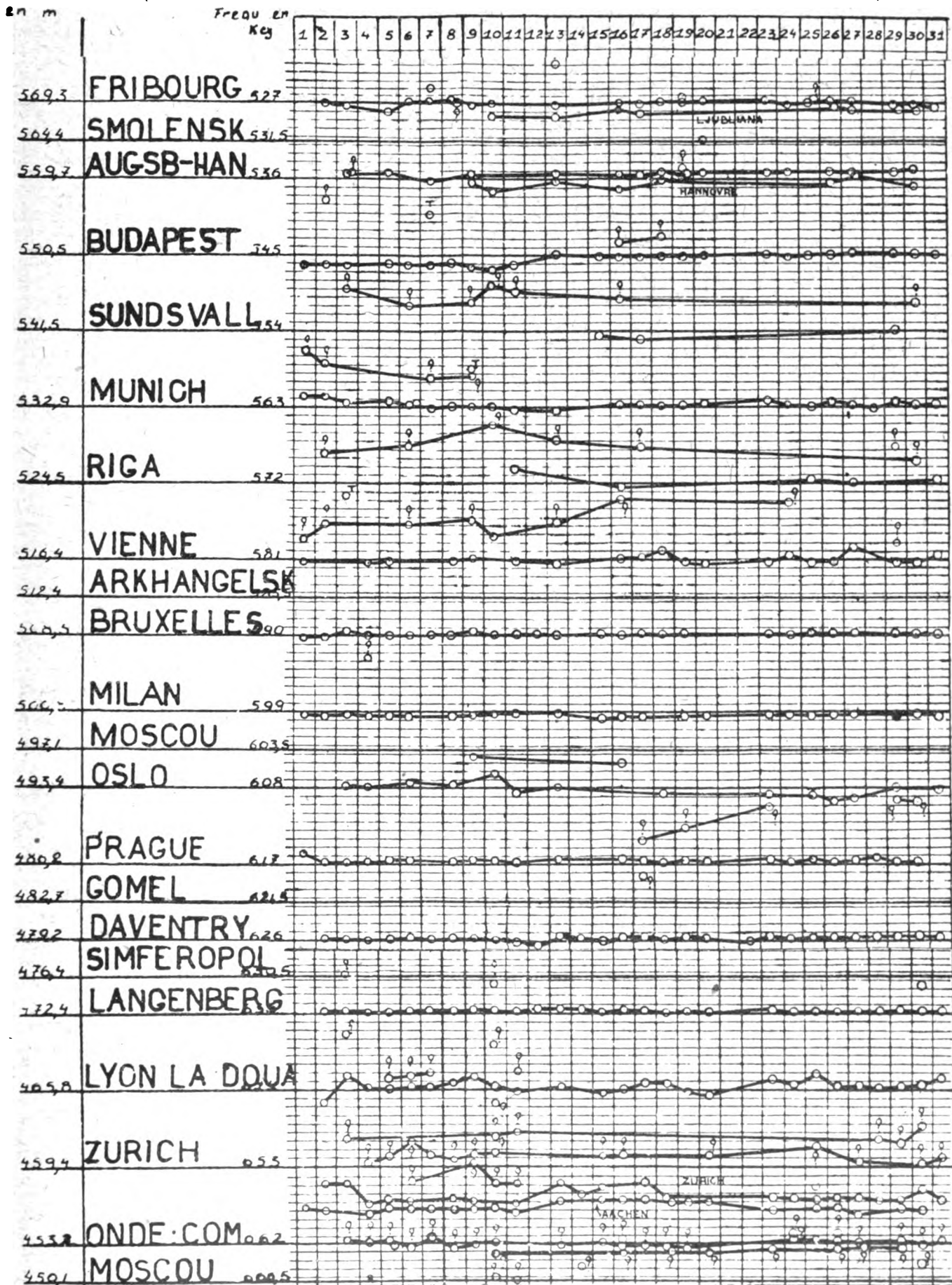
Elles sont complétées éventuellement par les mesures effectuées au Laboratoire de Contrôle de Berlin du Telegraphen Technisches Reichsamt et au Laboratoire de Contrôle de Keston (près de Londres) de la British Broadcasting Corporation.

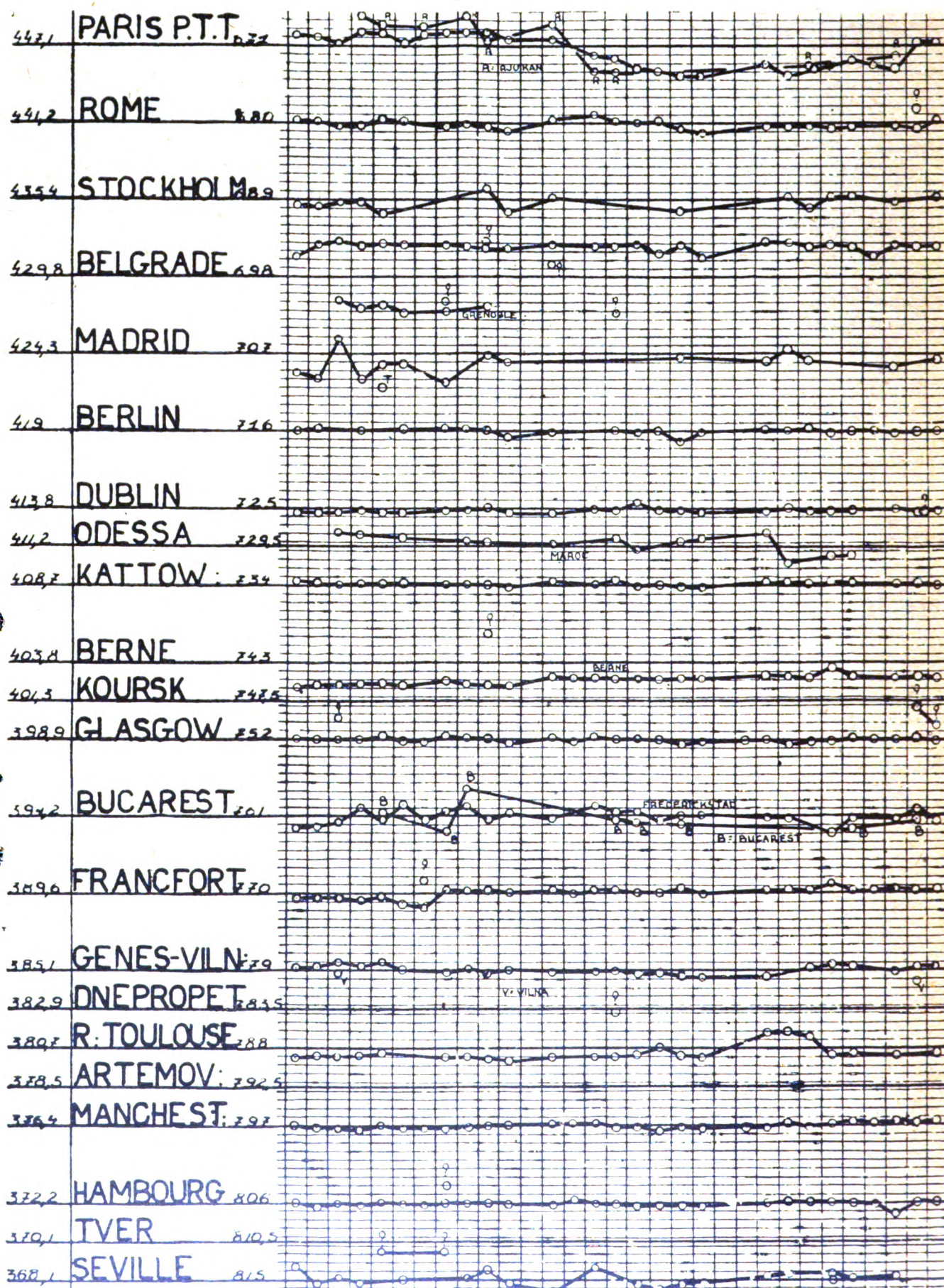
2. Les points d'interrogation indiquent qu'il n'a pas été possible d'identifier la station avec certitude au moment de la mesure.
3. Les valeurs sont indiquées en kilohertz (kilocycles ou kilopériodes).

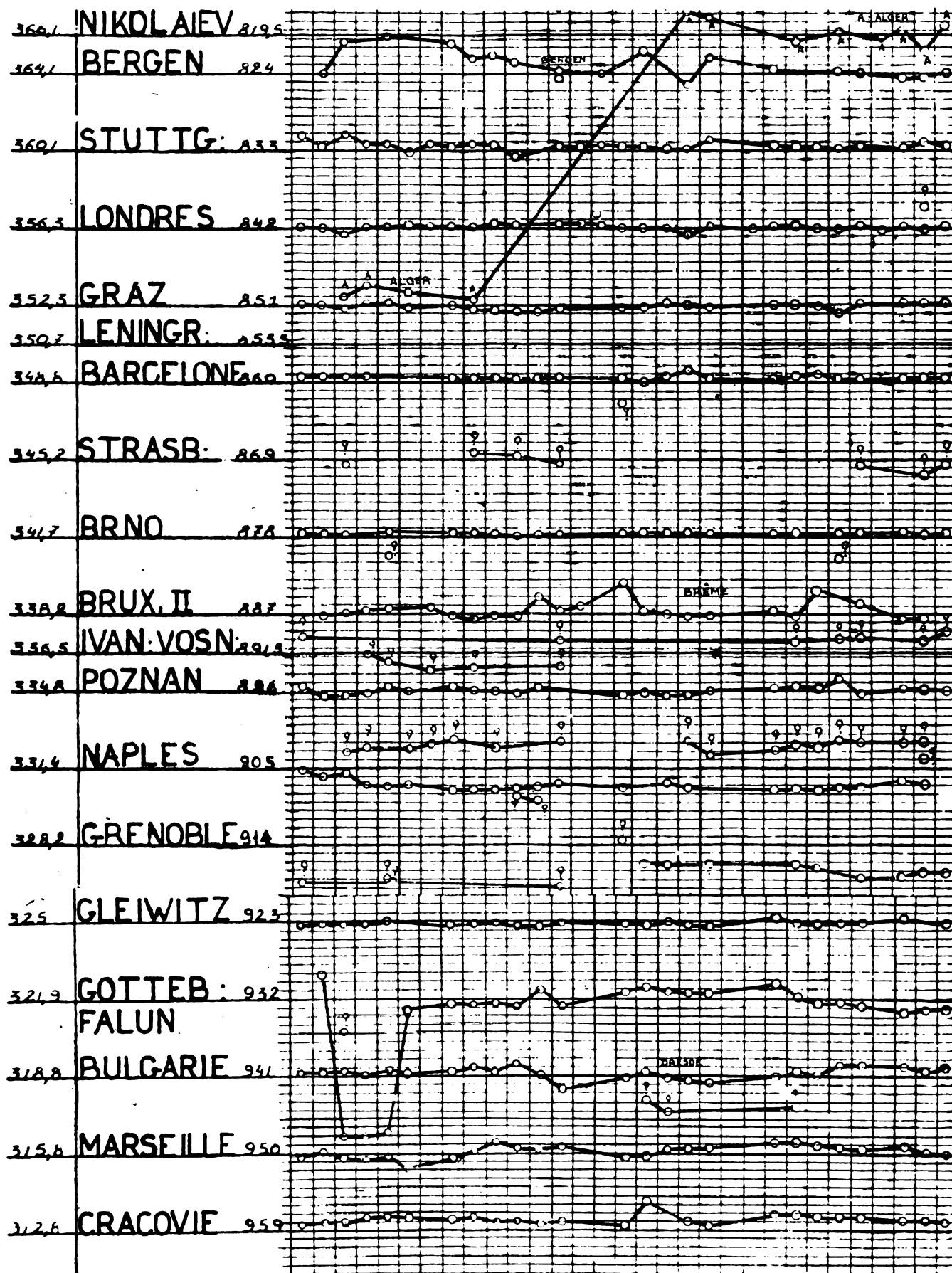
Bruxelles, le 8 Août 1929.

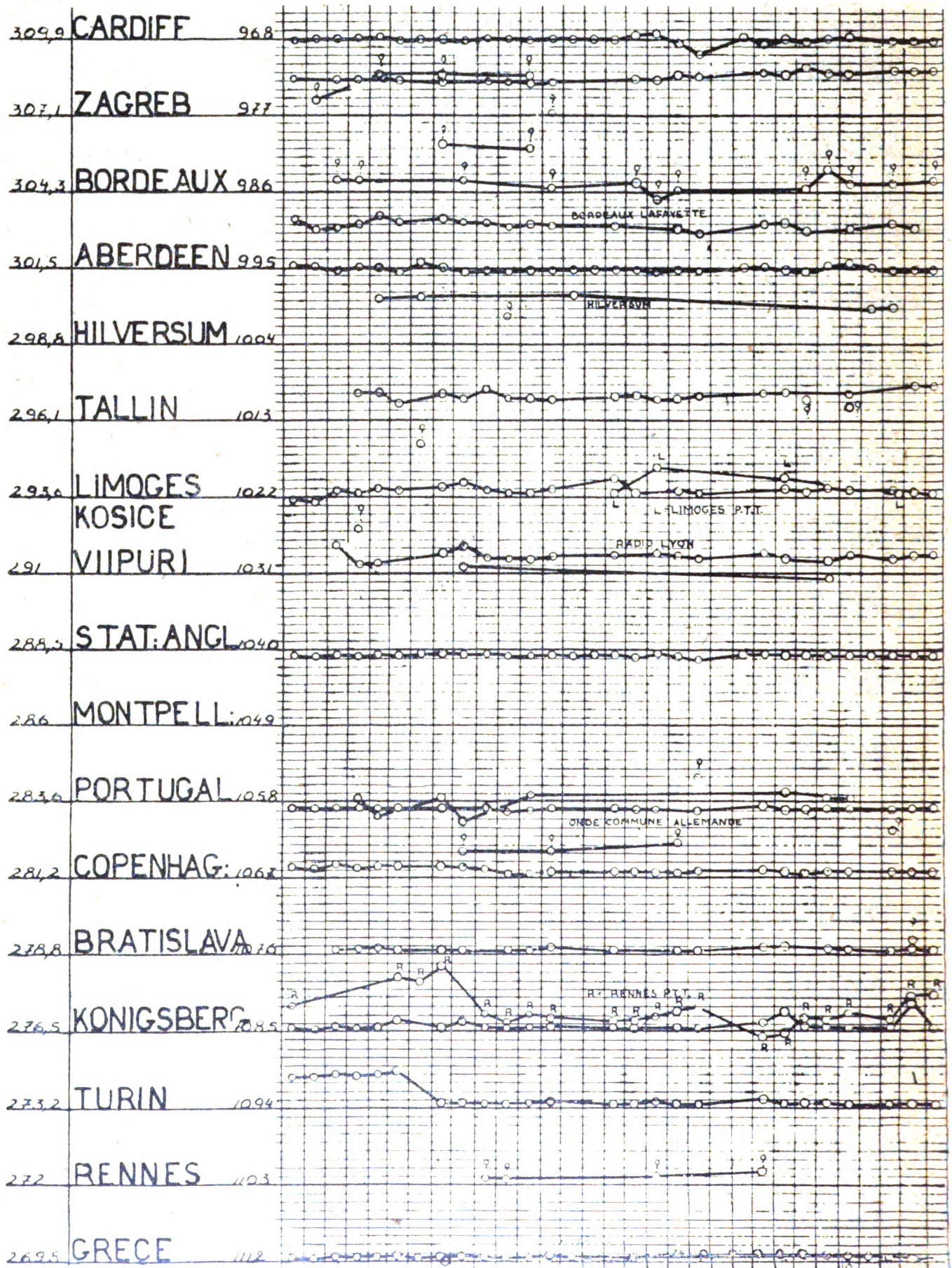
Le Président de la Commission Technique
Raymond BRAILLARD.

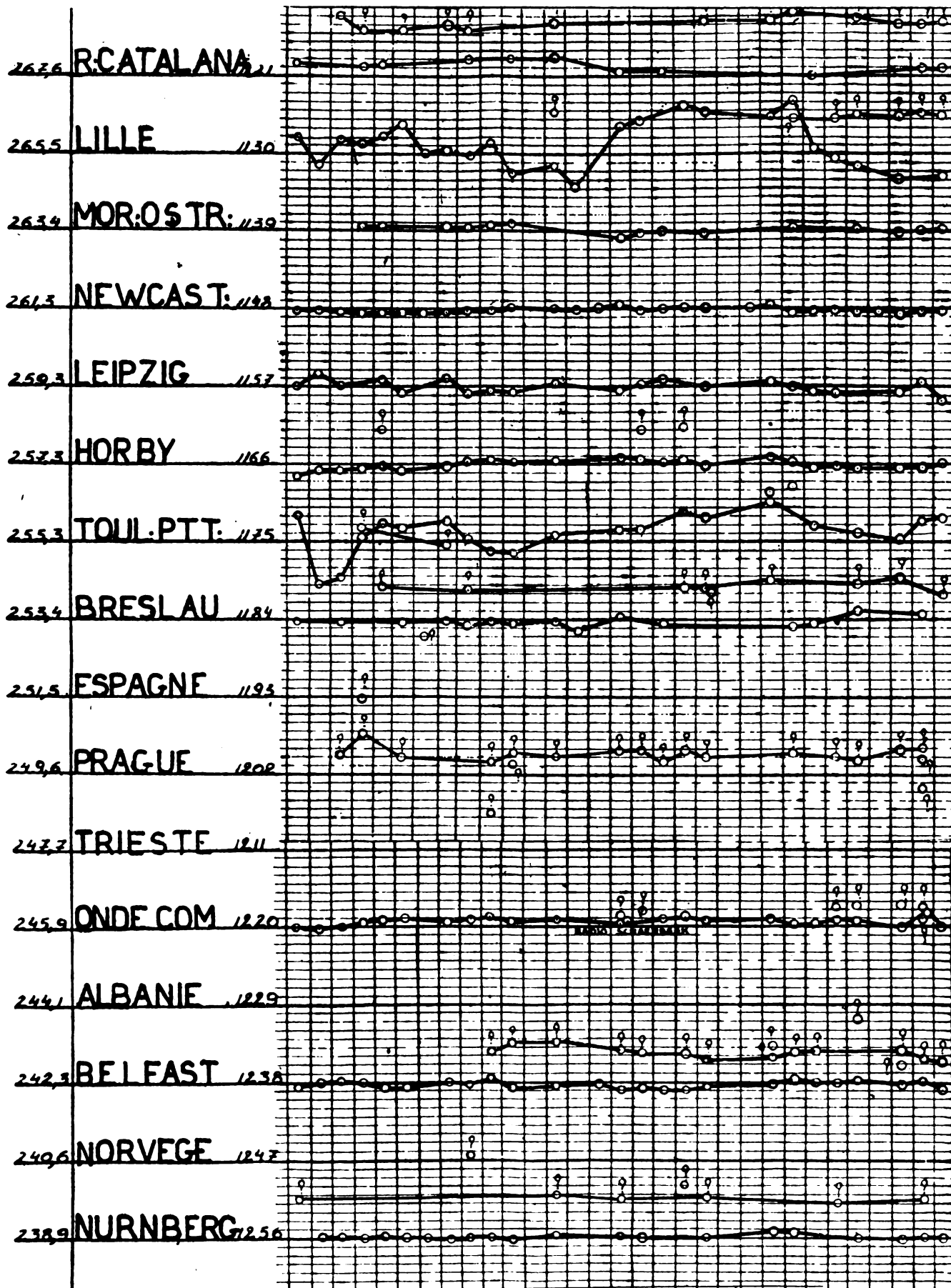


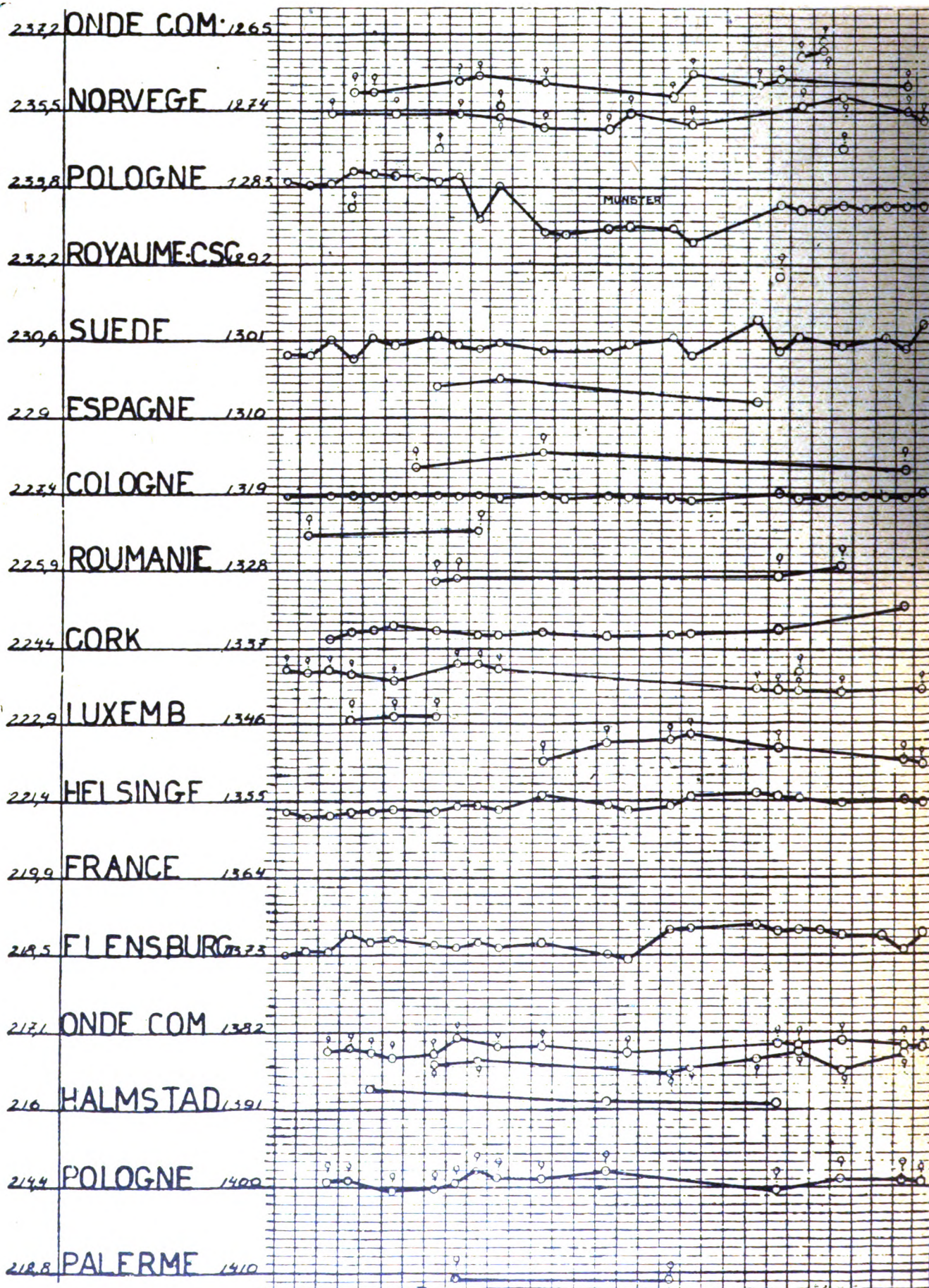












RADIOELECTRICITE

ET



~ FRANÇAIS ~

Paraissant le 1^{er} de chaque mois

ABONNEMENTS :

France et Colonies.. .. 70 fr. par an
Étranger 100 fr. par an

DIRECTION, ADMINISTRATION, PUBLICITÉ :

53, rue Réaumur, PARIS (2^e)

TELEPHONE :

Louvre 03-72

Directeur : Henry ÉTIENNE

Sommaire :

| | Pages | | Pages |
|---|-------|---|-------|
| Le courant continu (Général CARTIER) | 3 | Un capacimètre précis (R. ALINDRET) | 40 |
| Marconi (Léon de La FORGE) | 5 | Les secrets de l'enregistrement (L.-D., ingénieur) | 43 |
| Radio-Alger (Fred BÉDEIL) | 8 | Les haut-parleurs électrodynamiques (Suite) (H. DELFOSSE) | 46 |
| Tour d'Europe radiophonique (Alex SURCHAMP) | 11 | Recherches et essais sur les lampes de T. S. F. (Suite) (A. KIRILOFF, ingénieur radio E. S. E.) | 51 |
| Les pertes dans les circuits parcourus par des courants à haute fréquence (J. B.) | 19 | Conseils d'un bricoleur | 64 |
| T. S. F. et calcul des probabilités (J. GRANIER, docteur ès sciences) | 26 | A travers la presse étrangère | 67 |
| Les transformateurs utilisés à l'émission (André PLANÈS-PY f8EI) | 31 | Contrôle à distance des fréquences des ondes porteuses des stations d'émission | 71 |
| Le C-119 L.M. (R. LEPESQUEUR) | 36 | | |

Reproduction interdite pour tous pays, y compris la Suède et la Norvège (Copyright by Henry Étienne, Paris).

Petit... son
deviendra
grand



pourvu que vous utilisiez
un Transformateur B.F



RIBET et DESJARDINS
constructeurs
10, Rue Violet, PARIS

catalogue complet franco

8

35

MACHINES ÉLECTRIQUES SPÉCIALES Michel BONNIER

19, chemin Saint-Gilbert, LYON (VII^e arr.)
Téléphone : Vaudrey 24-09

Construction sur commande de machines
POUR TOUTES LES APPLICATIONS DE L'ÉLECTRICITÉ
Génératrices - Moteurs - Alternateurs
Transformateurs et Convertisseurs rotatifs
Puissance de 0,01 à 100 kw.

NOS SPÉCIALITÉS :

MACHINES POUR T. S. F.

Alternateurs à FRÉQUENCE MUSICALE - GÉNÉ-
RATRICES A COURANT CONTINU JUSQU'À 10.000
VOLTS - Génératrices à double circuit magnétique
(haute et basse tensions indépendamment réglables) -
Groupes convertisseurs horizontaux et verticaux -
Transformateurs statiques fixes et réglables.

MACHINES POUR LABORATOIRES ET APPLI-
CATIONS INDUSTRIELLES OU MÉDICALES
GROUPES CONVERTISSEURS UNIVERSELS POUR PLATE-FORME
D'ESSAIS ET POUR ÉTALONNAGE DE COMPTEURS - DÉCALEURS
DE PHASES - DYNAMOS-FREINS - ALTERNATEURS ET
COMMUTATRICES HORIZONTAUX ET VERTICAUX - MOTEURS
SYNCHRONES - MOTEURS DE TRACTION - MOTEURS A VITESSE
LENTE ET A TRÈS GRANDE VITESSE - RÉGULATEUR D'INDUCTION
GÉNÉRATRICE A GRANDE INTENSITÉ POUR ÉLECTROLYSE ET
ÉLECTROMÉTALLURGIE.

Toutes nos machines étant exécutées sur commande sont de construction très
soignée, de grande puissance spécifique et fournissent les plus hauts rendements

T. S. F.

Pièces
détachées



Ébénisterie



EBONITE
Dimensions à la demande

PILES

ACCUS



Fils fins s/soie et s/coton

Prix très modérés

Tarif 22 — Baisse de prix

COP

52, rue des Archives, PARIS (4^e)

Ouvert le samedi toute la journée

MICROPHONE ÉLECTROSTATIQUE

SYSTÈME

JENKINS et ADAIR

Pour Radiodiffusion de "Haute Qualité"



Établissements

G.-I. KHAEMER

16, rue
de Chateaudun

ASNIÈRES

Téléphone :

Grénilons 12.48

— 12.49

LES PHENOMENES de PROPAGATION

Le courant continu

par le Général CARTIER

■ ■ ■ ■ ■

LE fait de n'avoir pas défini objectivement ce qu'on entend par fluide électrique et quantité d'électricité présente des inconvénients multiples; nous en avons déjà signalé quelques-uns; nous en verrons d'autres plus loin.

La quantité d'électricité ne peut être qu'une masse M ou une énergie $\frac{ML^2}{T^2}$.

L'intensité d'un courant, qui est généralement définie comme « la quantité d'électricité qui traverse, pendant une seconde, une section du conducteur », a donc comme ordre de grandeur $\frac{M}{T}$ ou $\frac{ML^2}{T^2}$.

Or, nous avons vu que l'intensité mesurée par les ampèremètres, et qui entre dans les formules de la radiotechnique, est une force dont l'ordre de grandeur est $\frac{ML}{T^2}$.

Examinons les conséquences de ces ambiguïtés dans l'énoncé et les applications des trois lois fondamentales de la technique du courant continu.

LOI D'OHM

Il résulte de ce que nous avons exposé précédemment qu'un circuit électrique est constitué par deux parties à régimes bien distincts ((Fig 1) :

Une partie interne BA, constituée par la génératrice S, pile ou dynamo; une partie externe ACB, allant du pôle — au pôle + de la génératrice.

Dans la partie interne, le courant d'électrons libres va du pôle + au pôle —. Ce courant est uniformément accéléré : sa vitesse u croît de B à A et elle est donnée en A par la formule (1)

$$u^2 = 2\gamma h. \quad (1)$$

dans laquelle h est la longueur des filets internes d'électrons allant du pôle + au pôle —, γ une accélération dépendant, dans une pile, de la rapidité de la dissociation de l'électrolyte, et, dans une dynamo, de la vitesse de rotation de l'induit et de l'intensité du champ inducteur.

Dans la partie externe ACB, le courant — va du pôle — au pôle + et sa

vitesse diminue de A à B pour les raisons données dans un article précédent et notamment par suite des chocs des électrons du courant contre les molécules du conducteur.

Si le conducteur est prismatique et homogène, la diminution de u^2 de A à B est proportionnelle à la longueur l du conducteur. D'autre part, cette diminution de u^2 sur chaque élément de longueur dl du conducteur est proportionnelle à $u^2 \cdot dl$. Sur la longueur l , elle

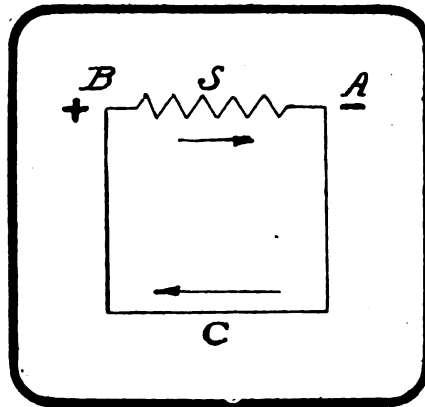


Fig. 1

est proportionnelle à la valeur moyenne de u^2 ou à u_m^2 .

On a donc.

$$\Delta u^2 = K.l.u_m^2 \quad (2)$$

Si l'on appelle s la section du courant et d sa densité électronique, la pression longitudinale du courant, au point du conducteur où la vitesse est u , est par unité de surface :

$$E = d.u^2 / \left(\frac{u}{U_e} \right) \quad (3)$$

La tension électrique entre A et B étant la différence entre les pressions longitudinales en A et B, cette tension ΔE , est égale à $d.\Delta u^2.f \left(\frac{u}{U_e} \right)$ ou à

$K.l.d.u_m^2.f \left(\frac{u_m}{U_e} \right)$ ou encore à $K.d.l.u_m^2$ le coefficient K dépendant de la nature et de l'état du conducteur.

On a donc

$$\Delta E = K.d.l.u_m^2 \quad (4)$$

Si l'on remarque que l'intensité I , mesurée par un ampèremètre, est proportionnelle à $s.d.u^2$, l'intensité moyenne I_m est proportionnelle à $s : d.u_m^2$, on a

$$I_m = K.s.d.u_m^2 \quad (5)$$

il en résulte que

$$\Delta E = K.\frac{l}{s}.I_m \quad (6)$$

c'est-à-dire que la tension électrique entre deux points d'un circuit est :

a) proportionnelle à l'intensité moyenne donnée par un ampèremètre;

b) proportionnelle à la longueur du conducteur entre les deux points considérés du circuit;

c) inversement proportionnelle à la section du courant, laquelle est elle-même proportionnelle à la section S du conducteur.

$$\Delta E = K.\frac{l}{S}.I_m \quad (7)$$

C'est la loi d'Ohm qui est ainsi établie directement.

Il est à remarquer que la perte de vitesse est proportionnelle au nombre des chocs des électrons du courant contre les molécules du conducteur, et que ce nombre de chocs est lui-même sensiblement proportionnel à la vitesse d'agitation cinétique des molécules, c'est-à-dire à la température du conducteur.

Le coefficient K croît donc avec la température du conducteur : c'est ce qui explique qu'aux basses températures la résistance est très faible.

On appelle *résistance électrique* la fraction $\frac{Kl}{S}$: pour l'homogénéité des formules, l'ordre de grandeur de K est $\frac{1}{L}$.

Il ne faut pas oublier, comme nous l'avons établi, que l'intensité I qui entre dans la formule qui exprime la loi d'Ohm est une intensité moyenne : on oublie généralement de le mentionner dans les ouvrages classiques.

L'ordre de grandeur de cette intensité est $\frac{ML}{T^2}$

LOI DE JOULE

Si l'on considère une partie de conducteur parcourue par un courant dont l'intensité est u_1 à l'entrée et u_2 à la sortie, la perte d'énergie par unité de temps dans cette portion de conducteur, est égale à $\frac{1}{2} s \cdot d (u_1^2 - u_2^2)$: cette expression est évidemment une traduction de la loi de Joule.

$$\Delta W_0 = \frac{1}{2} s \cdot d \cdot \Delta u^2 \quad (8)$$

Or voici l'énoncé de cette loi que je copie dans un ouvrage récent :

« Le passage du courant dans une portion de conducteur dégage, par unité de temps, une énergie calorifique égale au produit de la différence de potentiel entre les extrémités du conducteur par l'intensité du courant. »

Par différence de potentiel, il faut entendre la tension électrique

$$\Delta E = K \cdot d \cdot \Delta u_m$$

Comme l'intensité moyenne

$$I_m = K \cdot s \cdot d \cdot u_m$$

on voit que l'application du texte ci-dessus de la loi de Joule, donnerait

$$\Delta W = K \cdot s \cdot d^2 \cdot \Delta u_m^2 \quad (9)$$

ce qui est absurde.

L'ordre de grandeur de ΔW est évidemment $\frac{ML^2}{T^2}$ et la formule (8) est bien homogène.

Par contre, la formule (9) ne peut l'être, son second membre étant le produit d'une pression par unité de surface $\frac{M}{LT^2}$ par une force $\frac{ML}{T^2}$; son ordre de grandeur serait $\frac{M^2}{T^4}$ qui ne correspond à rien.

La loi de Joule, telle qu'elle est énoncée dans les ouvrages classiques, est donc fautive.

LOI DE KIRCHOFF

Soit un conducteur xy qui se divise entre A et B (Fig. 2).

Soient s et u la section et la vitesse du courant en xA , s_1 et u_1 la section et la vitesse en A sur l'une des dérivation AB.

La densité du courant étant la même sur toutes les circuits, on a évidemment

$$s \cdot u = \Sigma s_1 \cdot u_1 \quad (10)$$

c'est-à-dire que « l'intensité ($i = s \cdot d \cdot u$) du courant principal est égale à la somme des intensités des courants dérivés.

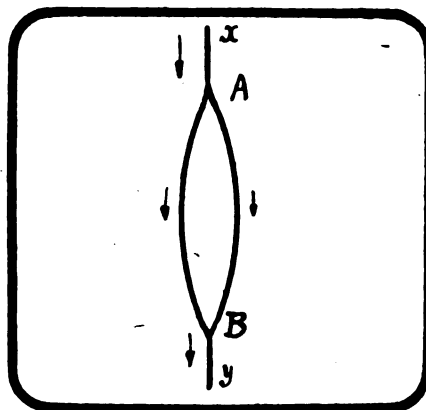


Fig. 2

D'autre part en A, la pression longitudinale du courant xA est évidemment égale à la somme des pressions dérivées. On a donc

$$s \cdot u^2 = \Sigma s_1 \cdot u_1^2 \quad (11)$$

c'est-à-dire que « l'intensité

$$[I = s \cdot d \cdot u^2 \left(\frac{u}{u_1} \right)]$$

du courant principal est égale à la somme des intensités des courants dérivés ». C'est à cette intensité classique que s'applique la loi de Kirchhoff.

Mais ce que nous venons de dire ne correspond qu'au voisinage de la bifurcation A. Entre A et B, la vitesse du

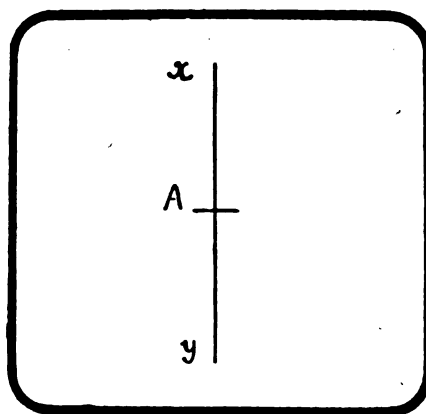


Fig. 3

courant o diminue sur chaque dérivation et cette diminution est, comme nous le savons, proportionnelle à la longueur du conducteur, en même temps qu'elle dépend de la nature et de l'état du conducteur.

Si u' , est la vitesse en B du courant sur l'une des dérivation, nous avons vu (2) que

$$u_1^2 - u'^2 = K \cdot l_1 \cdot \frac{u_1^2 + u'^2}{2}$$

On a encore, en B, si l'on appelle s' et u' la section et la vitesse du courant dans By ,

$$s' \cdot u' = \Sigma s_1 \cdot u_1$$

$$s' \cdot u'^2 = \Sigma s_1 \cdot u_1^2$$

La loi de Kirchhoff s'applique également en B.

Mais elle n'est pas exacte pour la valeur moyenne des vitesses u entre A et B, ni pour la valeur moyenne des intensités I .

De même, on admet généralement que la diminution de la pression longitudinale du courant (ou la tension électrique) entre A et B est la même sur toutes les dérivation. Cela n'est exact que si ces dérivation ont la même longueur et sont faites avec le même conducteur et dans le même état.

En résumé les deux formules pratiques qui représentent la loi de Kirchhoff

$$I = \Sigma I_1$$

$$R_1 I_1 = C \text{te}$$

sont inexactes et les applications que l'on en fait couramment sont entachées d'erreurs d'autant plus grandes que les longueurs des dérivation entre A et B sont elles-mêmes plus grandes.

Quand la section d'un condensateur xy change en A (fig. 3) et passe de s à s' , la vitesse du courant change aussi et passe de u à u' de telle sorte que

$$s \cdot u = s' \cdot u'$$

c'est-à-dire que le débit du courant reste le même : on admet que la densité d du courant ne change pas et cela résulte de ce que la pression transversale électronique n'est pas modifiée par l'établissement du courant.

On a donc

$$u' = \frac{s}{s'} \cdot u$$

La pression longitudinale par unité de surface, qui est proportionnelle à $d \cdot u^2$, change naturellement en A et l'on a

$$E' = \left(\frac{s}{s'} \right)^2 \cdot E$$

De même, l'intensité I qui est proportionnelle à $E s$ devient

$$I' = \frac{s}{s'} \cdot u^2 \cdot I$$

Ces relations ne sont exactes que dans le voisinage immédiat de A.

■ ■ ■ ■ ■

DOCUMENTATION

MARCONI

par Léon de LA FORGE

■ ■ ■ ■ ■

L'HISTORIEN, qui veut écrire aujourd'hui l'évolution de la pensée scientifique au cours du siècle dernier, se heurte à bien des difficultés; la plupart des savants ont omis de consigner eux-mêmes par quelle série de raisonnements, à la suite de quels événements, ils avaient été amenés à l'idée féconde qui avait causé leurs découvertes.

Et puis, nous aimerions bien à connaître ces hommes, qui constituent l'élite intellectuelle du monde, dans leur vie ordinaire; nous voudrions les voir agir, mais, hélas! hormis deux ou trois traits, nous ignorons tout de leur caractère, de leurs faits et gestes.

Bien des raisons obligent à cette pénurie de renseignements; l'homme, qui sera un jour célèbre, ne se distingue pas au début des autres mortels, et la foule passe près de lui inattentive; a-t-il atteint déjà quelque gloire, sa passion le confine dans son laboratoire, et tout son être est tendu vers un seul but: trouver, trouver encore quelque chose de nouveau; il considère alors comme une perte de temps ou d'énergie le soin qu'il pourrait consacrer à ses confidences.

Aussi faut-il saluer l'apparition d'un livre tel que celui que vient d'écrire M. Luigi Solari, et qui a pour titre *Marconi, della Borgata di Pontecchio a Sydney d'Australie*, (Alberto Morano, Editore, Napoli)

L'auteur n'a pas voulu attendre que le savant italien fût disparu pour nous donner de son compatriote une biographie ardente.

Il n'y a là rien qui doive nous surprendre. Le peuple italien a pris depuis bien longtemps l'habitude de célébrer de leur vivant ses hommes en vue, et ceux-ci se prêtent volontiers à cette tradition. Il n'est que juste de reconnaître que Marconi est une des gloires actuelles de l'Italie.

Il fallait toute l'admiration affectueuse que M. Luigi Solari porte à Marconi pour entreprendre cette œuvre; et l'auteur ne s'en cache pas; il n'a pas besoin de s'en excuser, comme il le fait, auprès de son « illustre ami, en raison des nombreuses années passées ensemble pour une bonne part ».

C'est justement cette intimité de relations, qui lui permettra de nous faire

connaître bien des détails, bien des anecdotes, qui, sans lui, eussent peut-être à jamais été enfouies dans l'oubli.

Je sais bien que les historiens se récrieront, et qu'ils auront beau à prétendre, que les sentiments profonds de l'auteur l'empêcheront de tout nous dire. Avec quel art, M. Luigi Solari nous fait cependant part des « hauts et des bas » de la vie de Marconi:

« Qui tracerait la courbe de la vie de Marconi, portant en ordonnées positives les satisfactions, en ordonnées négatives les douleurs, et en abscisse le temps, obtiendrait une courbe en forme de sinusoïde, comme celle des oscillations électriques, qu'il utilise.

Grandes satisfactions, grandes douleurs! Mais à l'intérieur il s'est toujours maintenu calme et serein, froid dans les périodes de satisfaction, fort dans les périodes de douleur; muet le matin quand il se prépare au travail de la journée, souriant et cordial le soir, quand il oublie le travail et la peine. » (*Op. cit.*)

Nous sommes loin des sévères expressions de l'éditorial du *Times* que ce journal consacrait, il y a trois ans environ, à l'inventeur, lorsque la Société Marconi passait par une phase terrible.

Ces critiques diront encore que le livre perd beaucoup de sa valeur, parce qu'il est écrit dans un pays et à une époque où la liberté d'expression de la pensée n'existe plus, où toute publication est soumise à une censure sévère, où une grande partie de la littérature est directement inspirée (il n'est pas rare de voir un même article publié à la fois dans quinze journaux, lorsque le gouvernement le juge utile à ses intérêts).

N'empêche. Je tiens pour moi que tel quel, avec ses qualités et ses défauts, il est encore pour nous une riche mine de renseignements sur l'une des figures les plus intéressantes de la télégraphie sans fil, et qui prend place dans l'histoire après Clerk Maxwell, après Hertz, après Branly, après Sir Olivier Lodge.

M. Luigi Solari nous donne un livre vivant, et c'est là le grand charme; nous voyons Marconi se mouvoir dans le monde contemporain; nous le suivons avec aisance; qu'on ne reproche pas à l'auteur l'abondance des petits faits: la vie anecdotique est plus piquante, que

ne le serait l'histoire écrite pour elle-même.

Dans ce livre M. Luigi Solari renonce d'ailleurs à placer Marconi à son rang dans la longue chaîne des savants qui par leurs travaux ont peu à peu amené à la découverte de la T. S. F. Il le fera peut-être dans le livre qui doit suivre et qu'il nous annonce dans sa préface comme devant traiter du développement technique de la T. S. F. C'est à l'homme même qu'il consacre le premier de ces deux livres.

Je ne donnerai pas une analyse complète du livre, mais de même que dans sa préface l'auteur cite les paroles de son éditeur disant que « Marconi a été ainsi révélé » je montrerai par quelques exemples choisis le genre de ce livre.

UN PORTRAIT DE MARCONI

L'auteur a placé en tête de son chapitre III un portrait de Marconi, j'ai cueilli ce qui suit:

« Eh bien, faisant exception à la règle que nous avons entendue formuler par l'honorable Ferri lorsqu'il décrit Mussolini et suivant laquelle les hommes de génie et d'action sont de petite taille, Marconi, qui est un homme de génie et d'action, est plutôt grand. Il a une ligne svelte, une figure quelque peu allongée, le front haut, la tête oblongue, les yeux profonds, pas grands, mais au regard perçant, assez mobiles dans les moments d'allégresse, entièrement fixes dans les moments de décision, la lèvre fine, et la bouche presque rectiligne, empreinte généralement d'un silence réfléchi.

Il ne manque jamais, même en voyage, de se raser une ou deux fois par jour, et il éprouve une répulsion instinctive pour qui est peu soigneux de sa personne.

Il parle avec calme, d'une voix plutôt basse. Il a une voix chaude, un peu voilée, et pas forte. Son accent se ressent légèrement de l'habitude qu'il a de parler beaucoup l'anglais, qu'il connaît aussi bien que sa propre langue.

Il parle un peu le français, et il le parle avec l'accent anglais. Il n'est ni orateur, ni écrivain.

Bien que depuis sa toute jeunesse il ait été forcé de faire des conférences publiques et de prononcer des discours officiels, parler en public a toujours été pour lui un grand sacrifice.

Et c'est encore pour lui un sacrifice plus grand d'écrire. Qu'il parle ou qu'il écrive, il se sert toujours de phrases brèves et concises.

Quand il se trouve auprès de personnes qu'il connaît peu, il ne se donne aucune peine pour lier conversation. Une telle froideur a souvent provoqué de la désillusion chez ceux qui l'approchaient pour la première fois.

Il a en général une expression de grand sérieux et de réflexion ; ses habitudes de méditation et de vie souvent solitaire ont donné à son visage une forte expression d'homme réfléchi, plutôt triste. Cet aspect produisait une grande impression à l'époque où Marconi était encore tout jeune, car il contrastait tout à fait avec son âge.

Dans l'intimité, quand il se trouve entre amis sûrs, et non pas en fonctions officielles, Marconi est d'une simplicité et d'une jeunesse allègre qui surprend ceux qui l'ont rencontré seulement dans les cérémonies officielles ou par hasard.

Même dans l'intimité il déteste les paroles inutiles et les longs discours ; il effleure volontiers les arguments sérieux de la politique et de l'histoire mais sans longue dissertation.

Ayant passé sa première jeunesse entre personnes âgées et autoritaires, il se trouve aujourd'hui, dans une sorte de période de réaction et préfère la société des jeunes et des personnes qui ne l'obligent pas à parler d'affaires.

Marconi a des dispositions pour la musique ; étant enfant, il a appris à jouer du piano ; et bien qu'il ait interrompu ses études, il joue avec agilité et parfaitement en mesure.

Je ne l'ai jamais entendu chanter. Vers le dessin et la peinture il n'a aucune inclination.

Si on doit construire un nouvel appareil d'après son dessin, il réussit par des lignes claires et nettes à donner les indications nécessaires, mais ses dessins ne seraient pas très compréhensibles s'ils n'étaient expliqués par des descriptions verbales précises, qui révèlent la conception synthétique et incisive de l'inventeur.

Il marche d'une allure lente, car il hait la hâte. Il est ponctuel au rendez-vous et se fâche contre quiconque est en retard.

Quand il voyage par chemin de fer, il arrive toujours très en avance à la gare. Bien qu'il soit toujours en mouvement, il étudie et organise avec calme tous ses voyages qu'il désire accomplir avec la plus grande tranquillité possible. Il est toujours calme, d'autant plus calme que la situation dans laquelle il se trouve est plus complexe. Seules, les petites contrariétés l'irritent, mais mis en face de questions sé-

rieuses, il a un sens de maîtrise de lui-même vraiment magnifique.

Je ne l'ai vu furieux qu'une fois. Cela se passait dans la nuit du 2 septembre à bord du *Carlo Alberto*, alors que nous recevions le premier radiotélégramme officiel adressé par notre Ambassade de Londres à Sa Majesté le Roi ; le premier télégramme officiel qui traversait le continent européen.

L'amiral Mirabello était anxieux et nerveux. J'étais silencieux et me tenais prêt à assister Marconi dans ses recherches de réglage des appareils.

Au début de la réception du télégramme officiel, début qui consistait en une série de S. S. (...), il arriva que l'opérateur de Poldhu ne connaissait pas bien l'alphabet Morse, et que de temps en temps il se trompait puis il se corrigeait en émettant une série de points.

« Mais qui est cet imbécile ? » s'écria Marconi.

Et voici qu'en réponse nous parvint une nouvelle erreur. Qui connaît la difficulté de réglage des anciens appareils à cohéreur, pour le fonctionnement parfait desquels il arrivait que plusieurs minutes fussent nécessaires (et ce réglage était très facile à se modifier), peut imaginer la gravité de l'affaire.

A la troisième erreur Marconi ne se retint plus, et il lança une bougie, qui se trouvait sur la table, contre les bouteilles de Leyde de l'appareil émetteur. Les bouteilles de Leyde éclatèrent en morceaux et l'arsenal de la Spezia me les fit payer, à moi, l'officier responsable de la station radiotélégraphique du « Carlo-Alberto ».

Ce fut là, à mon souvenir, l'unique colère furieuse de Marconi, qui, lorsqu'il se trouvait devant une situation plutôt compliquée et rendue ardue par les difficultés successives déterminées par le développement de la grande entreprise qu'il dirige, dormait avec la plus grande tranquillité, et il dort d'autant plus tranquillement que les situations dans lesquelles il s'est trouvé si souvent auraient frappé tant d'autres d'insomnie.

Son caractère ne suit aucune ligne commune et intermédiaire. Il est par moments d'une grande jeunesse, et presque de toute simplicité ; à d'autres moments c'est l'homme d'action, le plus énergique et le plus habile que l'on puisse imaginer.

Il déteste la recherche dans le vêtement, mais il est toujours d'une élégance correcte et sérieuse. Pour ses repas, il préfère toujours les mets les plus simples, et presque tous les maîtres d'hôtels des premiers hôtels des capitales d'Europe et d'Amérique connaissent ses goûts simples, et quand ils apprennent son arrivée ils attirent l'attention de leurs clients en mettant sur la carte : *Haricots verts à la Marconi* (1) (sans fil).

Habitué dès son enfance à la cuisine anglaise, jusqu'à il y a très peu d'années il n'avait pour ainsi dire jamais mangé de macaronis, mais un jour, partant de Paris pour Rome, tandis que nous nous promenions devant le train à la gare de Lyon (1), il me dit :

« Vous savez, Solari, j'ai fait une nouvelle découverte ». Je m'arrêtai et le regardai avec l'air de quelqu'un qui attend anxieux. « J'ai découvert que les spaghetti constituent le meilleur aliment du monde. » Et comme pour me donner la preuve de ce qu'il avançait, il arrêta le conducteur du wagon restaurant, qui passait près de nous, et il lui dit à voix haute, à la grande surprise des Français présents : « Maître, pour moi, ce soir, des spaghetti... »

Marconi est bien fidèle à son amitié, mais il l'accorde assez rarement. Il déteste être en contact avec la foule ou avec les gens vulgaires. Dans ses fréquentes relations avec de hautes personnalités de toutes races, il affirme un sens diplomatique très fin. Malheur à celui de ses voisins auquel il arrive de se donner de l'importance, ou qui essaie avec habileté de se procurer un avantage particulier. Alors il se redresse, il ferme en partie son œil, il regarde de haut en bas son interlocuteur et il répond par monosyllabes.

Quand il veut être rigide, il devient d'une froideur glaciale, il est inflexible. Aussi simple et modeste qu'il nous paraisse, il nous apparaît dans toute sa force et on sent qu'il est destiné à passer à l'histoire. »

L'HOMME POLITIQUE

Dans son livre, Luigi Solari s'attache à nous présenter aussi une figure de Marconi politique ; il est difficile pour le lecteur étranger de se rendre compte de la valeur de ce portrait.

En le supposant complètement exact, il n'intéresse guère que le lecteur italien, car le monde entier ne retient en lui que l'inventeur d'appareils de télégraphie sans fil, qui, sans se reposer sur ses premiers lauriers, a continué à travailler et à faire travailler auprès de lui un état-major de techniciens, qui avec son aide ont réussi à doter l'empire britannique de l'un des plus modernes systèmes de communications radiotélégraphiques.

Bien entendu, d'après Solari, Marconi est fasciste.

Je vois tout de suite l'objection qu'on va me faire ; c'est qu'il n'y a pas moyen, en Italie, à l'heure actuelle, de professer d'autres opinions.

Je le veux bien.

Mais, qu'on me permette de rappeler un épisode qui ne date pas de longs temps, et que j'ai lu ailleurs.

Lorsque, à l'occasion d'un congrès scientifique qui se tint en Italie dans la ville natale de Volta, Marconi put

(1) En français dans le texte.

s'échapper un instant pour venir recevoir à Bologne la médaille que cette ville lui dédiait le 13 juillet 1926 pour le trentième anniversaire de sa première invention, Marconi rappela alors, que précisément dès les débuts il avait songé à diriger les ondes en faisceau, et que par conséquent il avait le droit d'être considéré comme un fasciste d'avant la lettre, un fasciste de première heure.

On doit savoir gré à l'auteur d'avoir pris note de la rencontre des deux hommes qui dans l'Italie actuelle sont au firmament intellectuel les deux plus brillantes étoiles. En face du technicien Marconi, de cet ingénieur de génie, il nous présente le grand poète d'Annunzio. Il nous rappelle que Marconi poursuivant ses expériences à bord de son yacht *Elettra* arrive un jour à Fiume, tenu par d'Annunzio et ses légionnaires. Cela se passait le 12 septembre 1920. Il nous dit l'accoude que se donnèrent ce jour les deux grands hommes dont s'honore l'Italie ; mais sur les huit pages consacrées à cette rencontre, il y en a environ sept, ou un peu plus, qui reproduisent le discours prononcé par d'Annunzio à cette occasion.

Je m'excuse de ne pas les traduire !

Je retiendrai seulement l'heureuse expression par laquelle d'Annunzio désigne le yacht *Elettra* : « *Candida nave che naviga nel miracolo e anima i silenzi.* » Le blanc navire qui navigue dans le miracle et anime les silences.

On eût aimé à connaître la réponse de Marconi, s'il y en eut une, ses impressions ; M. Luigi Solari est très discret à ce sujet, il n'en parle pas.

Il nous donne par contre un tableau plus détaillé des démarches que Marconi fit, lorsqu'il prit part comme délégué italien à la Conférence qui élaborait le traité de Versailles.

Il ne semble pas que cette occasion d'approcher les thèses politiques italiennes ou étrangères ait laissé au savant un agréable souvenir ; d'après ce que nous dit Solari, Marconi y aurait surtout trouvé le goût des voyages, et repris l'amour de la mer qu'il a toujours fréquentée.

MARCONI

L'ARMÉE ET LA MARINE

En fait, Marconi, depuis le début de ses inventions, a été au contact de la marine. Luigi Solari se plaît à nous conter comment son héros fut amené à

revêtir l'uniforme d'officier de marine.

Dès qu'il eut obtenu ses premiers succès dans sa maison de Pontecchio, sa mère l'emmena en Angleterre ; elle estima, et l'avenir devait lui donner raison, que ce pays pouvait lui fournir des capitaux et tous les appuis nécessaires au développement de ses projets.

Marconi travaille donc, il commence à percer ; ses parents, irlandais ou anglais, sont pour lui d'une aide précieuse, mais, ne l'oublions pas, Marconi est de nationalité italienne. Il doit, comme tout jeune homme de ce pays, faire son service militaire qui est obligatoire.

Mais, s'il quitte ses expériences, s'il abandonne son travail, au moment même où, sous l'impulsion des physiiciens qui ont préparé les voies à la T. S. F., l'étude du champ électrique est à l'ordre du jour, il risque de voir ses efforts perdus, et d'autres que lui bénéficier de cette riche succession.

Il y a donc un conflit entre deux devoirs.

Que faire ?

L'ambassadeur d'Italie à Londres a alors une inspiration qui va tout sauver. Il s'adresse au Ministre de la Marine à Rome, l'Amiral Brin, et lui soumet le cas.

Celui-ci répond immédiatement, et demande si Marconi n'a pas quelque relation avec la mer.

A Londres, on se consulte. Et Marconi de dire : « Mais si ! Mon camarade un tel peut en témoigner. J'ai eu une barque de pêche, que j'ai conduite moi-même. »

Il n'en faut pas plus !

Marconi est pris par la levée de l'armée de mer ; il pourra donc rester attaché à l'Ambassade d'Italie à Londres, et continuer ses expériences sans que la loi soit le moins du monde violée.

Voici maintenant que dans le grand conflit l'Italie va s'engager.

Marconi vient offrir à sa patrie sa compétence. Le Roi le nomme immédiatement capitaine du génie, et l'ingénieur revêt l'uniforme de son grade.

A quelque temps de là, le Ministre de la Marine fait remarquer que Marconi lui appartient, comme ayant fait son service militaire dans la marine et doit lui être rendu.

C'est ce qui est fait.

Et Marconi, avançant en grade, troque la vareuse pour la redingote, le képi pour la casquette, et porte ses galons de capitaine de frégate (lieutenant-colonel).

LE BLANC NAVIRE

Aussi bien, au sortir du traité de paix, va-t-il entreprendre des croisières dans le but de faire recherches et expériences sur les ondes courtes.

Il a acheté un yacht interné en Angleterre et qui avait appartenu à un archiduc autrichien, et il le baptise l'*Elettra*. Ce sera le blanc navire dont a parlé d'Annunzio avec tant d'heureuse expression.

Il quitte Southampton au mois d'avril 1920 pour une campagne de recherches radiogoniométriques ; il fait des essais avec la station du Cap Finistère et celle de Lisbonne.

En même temps, il vérifie la portée de la première station de broadcasting créée à Londres par la société Marconi, puis il effectue des émissions radiophoniques.

Il se rend en Méditerranée et, comme nous l'avons vu, à Trieste. Il visite Corfou, Naples, Fiumicino, Gênes, Gibraltar, revient à Pengane, retourne en Italie, où le yacht désarme à Naples.

En avril 1922, l'*Elettra* est à Cannes pour la Conférence radiotélégraphique internationale.

Il quitte Southampton le 26 mai pour les Açores et New-York, puis revient en Angleterre, tandis que se poursuivent les expériences de radiotélégraphie et de radiotéléphonie.

C'est à partir d'avril 1923, que commence une nouvelle série d'expériences, d'où vont être tirées les conclusions favorables à l'adoption du système de transmissions par ondes courtes et dirigées.

L'*Elettra* se rend ensuite à Séville.

En 1924, nouvelle campagne, pour vérifier certains points de la transmission par ondes courtes, et notamment l'effet de la hauteur du soleil.

Enfin, en 1925, l'*Elettra* servira de navire d'expériences pour démontrer aux dirigeants des grandes compagnies de navigation les avantages des radiophares.

CONCLUSION

Livre vivant, intéressant que ce lui de Luigi Solari, et qui nous apprend beaucoup de choses sur la vie du grand technicien de la T. S. F.

Souhaitons que le deuxième livre qui nous est annoncé vienne compléter celui-ci en situant Marconi au rang qui lui revient dans la liste des hommes qui ont créé la T. S. F.



RADIO-ALGER

par Fred BÉDEIL

■ ■ ■ ■ ■

**LE NOUVEAU POSTE
DE RADIODIFFUSION
DU CENTENAIRE
EST UN DES PLUS PUISSANTS
EN SERVICE**

LE nouvel et puissant émetteur de radio P. T. T. Alger, installé à l'occasion du Centenaire, provoque des échos dans la presse européenne.

En effet, il n'est guère de publications spécialisées et de journaux ayant une rubrique de T. S. F. qui paraissent en Europe, qui n'annoncent la prochaine mise en marche de ce nouveau poste de radiodiffusion. Equipé par la Société française Radio-électrique, qui a également monté Radio-Paris, le réputé Radio-Toulouse et Sainte-Assise, la plus grande station radio-électrique du monde, il est situé

aux Eucalyptus, à une vingtaine de kilomètres d'Alger, sur la route de l'Arba.

En son temps, nous avons informé nos lecteurs des premiers travaux. Aujourd'hui que l'installation de l'émetteur est complètement terminée et que les ingénieurs de la S. F. R. sont à pied d'œuvre pour les premiers essais et la mise au point, nous sommes allés aux renseignements.

UN ÉMETTEUR MODERNE DE 100 KILOWATTS ALIMENTATION

Le nouveau poste Radio P. T. T. Alger du Gouvernement général a bénéficié de la technique la plus moderne et des plus récentes réalisations de la radiophonie, tant au point de vue scientifique que mécanique.

La puissance de l'émetteur, comptée dans *L'Antenne*, est de 12 kilowatts, avec un taux de modulation de près de 100 %.

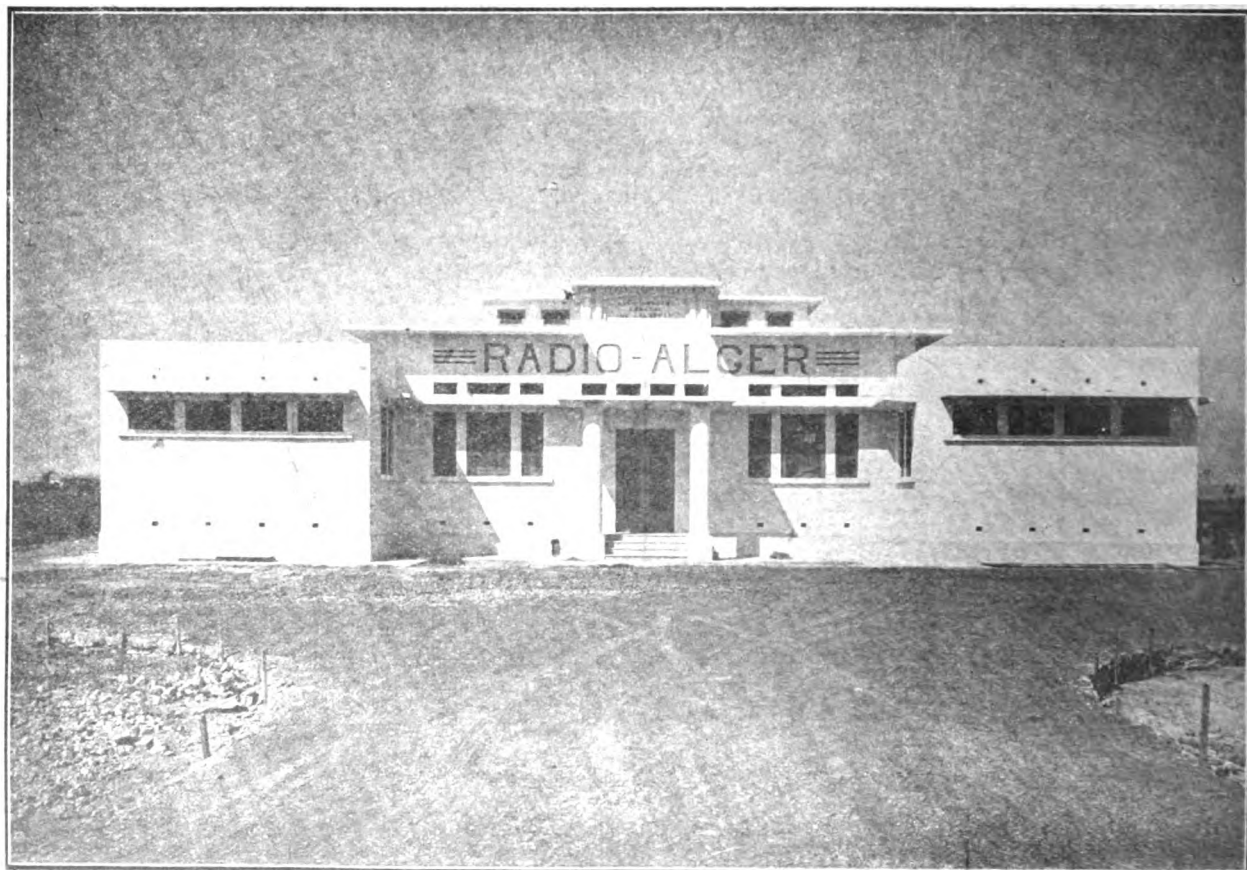
La puissance totale prise au secteur sera d'environ 100 kilowatts.

Le système employé est du type dit à haute fréquence modulée. Ce système se caractérise par le fait que la modulation s'effectue sur un circuit de faible puissance.

L'oscillation ainsi modulée est ensuite amplifiée autant de fois que cela est nécessaire pour atteindre la puissance qu'on s'est fixé.

Les avantages qui découlent de ce principe sont les suivants :

- 1° Possibilité de réaliser un taux de modulation pratiquement aussi fort que possible ;
- 2° Possibilité d'augmentation de



puissance future sans modification du matériel déjà en exploitation ;

3° Possibilité d'emploi d'un maître oscillateur de très faible puissance commandé par un cristal de quartz.

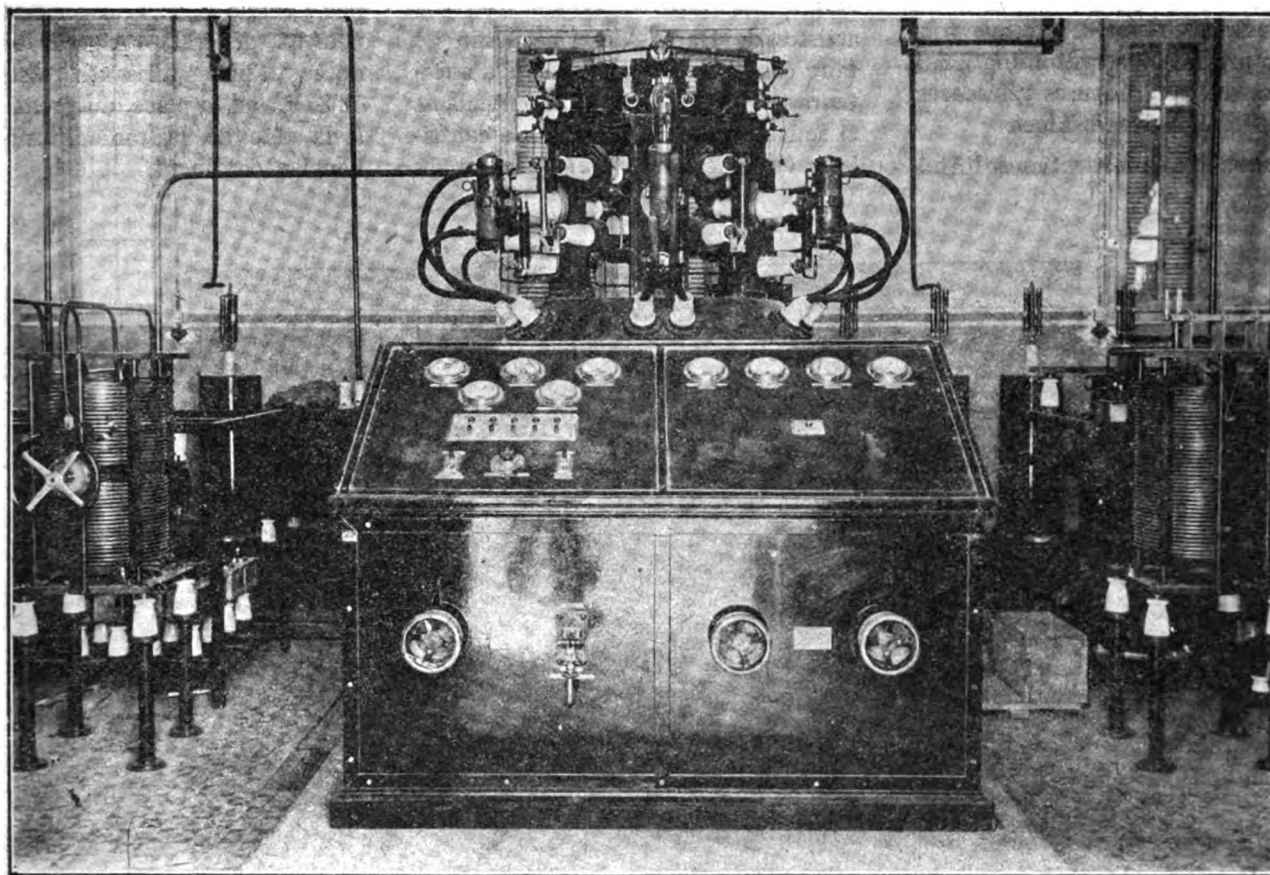
Dans le cas qui nous occupe, l'oscillation est engendrée par un cristal de quartz, vibrant directement sur la fréquence correspondant à la longueur d'onde d'émission. Le quartz et la lampe triode qu'il excite constituent le maître oscillateur, point de départ de toute la station.

DISPOSITIF D'ÉMISSION

La puissance antenne est obtenue au moyen d'un étage d'amplification comportant 4 lampes triodes à circulation d'eau.

Nous donnerons une idée de ce dernier ensemble en disant que la puissance consommée par les filaments est de 3 kw. 200 Les anodes absorbent une puissance moyenne de 45 kilowatts environ, sous une tension de 10.000 v., et les grilles sont polarisées sous une

L'ensemble de l'émission est à commande entièrement automatique, et la mise en route totale s'effectue par la seule manœuvre de deux petites clefs téléphoniques placées sur un pupitre. Sur ce même élément se trouvent réunis tous les appareils de contrôle nécessaires, ainsi que les organes de sécurité. L'ensemble est combiné de façon que la moindre anomalie dans l'alimentation des triodes à circulation d'eau, dans leur polarisation ou leur excitation, se traduise immédiatement



STABILISATION DE L'ONDE

Pour donner toutes garanties de stabilité à la longueur d'onde, aussi bien dans le temps qu'au cours de la modulation, le maître oscillateur est alimenté d'une façon autonome, c'est-à-dire entièrement indépendante du secteur d'alimentation. Par ailleurs, un amplificateur de rapport 1 sépare le maître oscillateur de l'étage amplificateur sur lequel s'effectue la modulation. Par cette méthode, on peut obtenir une onde stable à 1/100.000^e près, ce qui équivaut en principe à une stabilité absolue.

tension de plusieurs centaines de volts, par une dynamo de plusieurs kilowatts.

Les tensions anodiques et de grille sont soigneusement filtrées, de façon à éviter toute émission de tonique, c'est-à-dire de note musicale superposée.

SUPPRESSION DES HARMONIQUES ET AUTOMATISME

Indépendamment de tous ces dispositifs destinés à permettre l'émission d'une onde exacte, stable et pure, une disposition spéciale du couplage de circuit d'antenne permet la suppression de tout harmonique gênant dans un rayon très court de la station.

par l'arrêt de la station, avec signalisation du circuit en défaut.

LES PYLONES ET L'ANTENNE

Il faut ajouter à ce qui précède que l'antenne, supportée par deux pylônes de 75 mètres, a été spécialement établie pour avoir un très fort rayonnement à distance sans créer de perturbations locales sérieuses. Il est probable que la longueur d'onde sera de 364 mètres.

LE STUDIO ACTUEL ET FUTUR

Le studio actuel, situé boulevard Saint-Saëns, servira encore pendant quelque temps et sera directement relié

au poste émetteur par une ligne spéciale, souterraine jusqu'à Maison-Carrée, et aérienne entre ce centre et la station.

Au début de 1930, le studio sera transféré dans la nouvelle salle des Fêtes, actuellement en construction, en haut du boulevard Laferrière.

M. Garcin, l'actif et dévoué président de l'Amicale de Radio P. T. T. Alger, qui a bien voulu se laisser interviewer, nous a fait également savoir qu'à partir du 1^{er} octobre un nouvel orchestre radiophonique, composé de sept musiciens réputés, presque tous premiers prix du Conservatoire national, et ayant de très sérieuses références, serait affecté à Radio-Alger.

Le Conseil d'administration de l'Ami-

cale espère qu'à dater du 1^{er} janvier 1930 l'effectif de cet orchestre sera porté à quinze musiciens de même valeur.

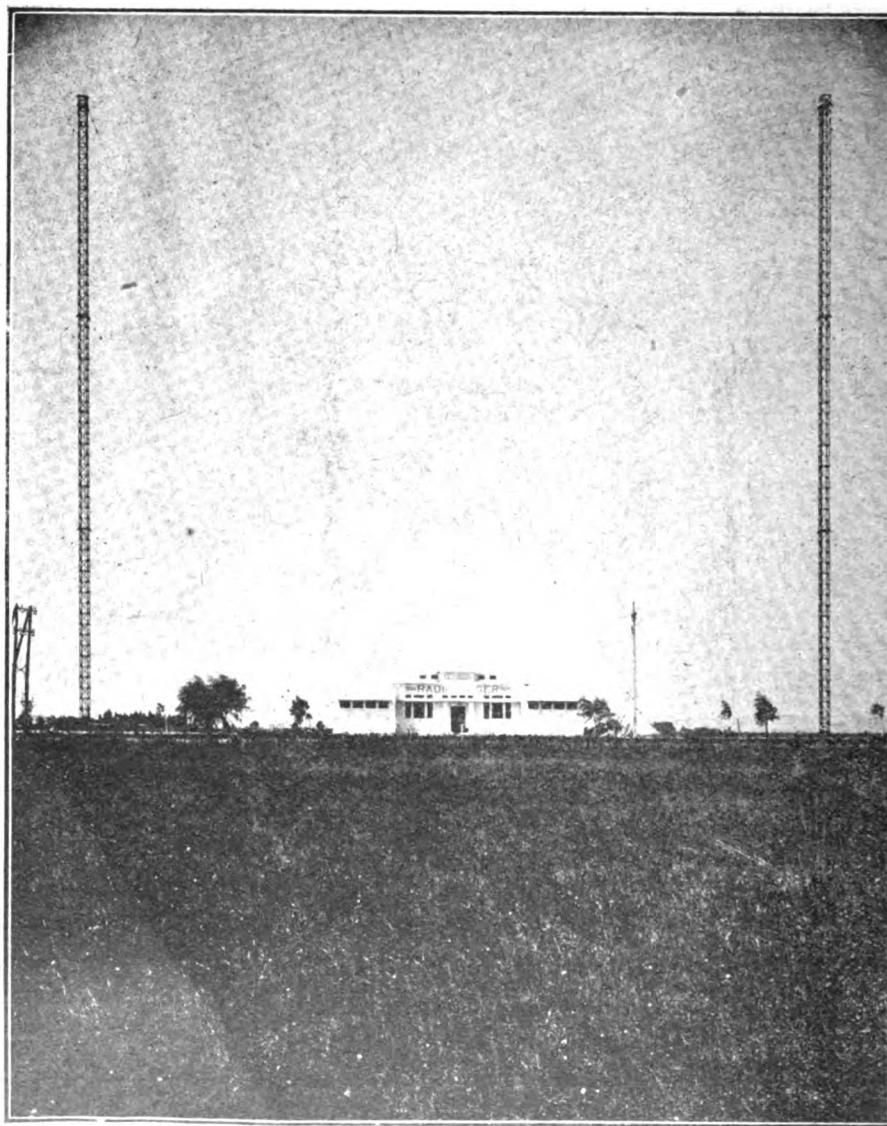
D'autre part, le Conseil d'administration de l'Amicale envisage de donner à Alger, au cours de la saison, une vingtaine de concerts publics de musique de chambre avec un quatuor à cordes. Egaleme nt d'organiser hors d'Alger, en collaboration avec la Société « Les Amis de la Musique », et dans les principales localités de l'intérieur, des auditions musicales de haute tenue artistique à l'aide des artistes de Radio-Alger, ceci afin de faire connaître par les milliers d'auditeurs sans-filistes ceux qu'ils entendent si souvent sans les voir, et de contribuer également au développement du

goût de la musique parmi les populations du pays.

C'est à la fois une heureuse innovation et une décentralisation artistique qui portera ses fruits.

CONCLUSIONS

Grâce à M. Pierre Bordes, gouverneur général de l'Algérie, à qui n'a pas échappé l'importance politique du grave problème de la radiodiffusion dans notre colonie, à l'initiative du commissariat général du Centenaire et à la fertile activité de l'Amicale du poste Radio P. T. T. Alger du Gouvernement général, l'Algérie est ainsi dotée d'une puissante station de T. S. F. qui la place, du premier coup, à la tête de la radiodiffusion dans l'ancien continent.



A TRAVERS LE ROYAUME DES ONDES

Tour d'Europe radiophonique

par Alex SURCHAMP

■ ■ ■ ■ ■

ALLEMAGNE

L'ALLEMAGNE est un des trois pays — les deux autres étant l'Amérique et l'Angleterre — où la T. S. F. a enregistré au cours des trois dernières années, les progrès les plus rapides. En une seule année, en 1928, les statistiques enregistrèrent plus de 600.000 auditeurs nouveaux et les derniers chiffres établis à la date du 1^{er} avril dernier accusent un nombre de 2.837.894 sans-filistes taxés (contre 2.234.732 au 1^{er} avril 1928).

Au point de vue numérique, ces chiffres sont supérieurs à ceux obtenus en Angleterre (2.732.968 licences au 1^{er} avril 1929). Mais comme la population de l'Allemagne est d'un tiers supérieure à celle de la Grande-Bretagne, la densité radiophonique allemande reste inférieure à la densité radiophonique anglaise : 43,925 pour 1.000, en Allemagne, 56,91 pour la Grande-Bretagne.

Près de 3 millions de licences, soit près de 12 millions d'auditeurs — un appareil pour 6 maisons — tel est le résultat obtenu en quelques années d'efforts par l'organisation allemande qui a su, avec ténacité, avec habileté aussi, étudier et employer les ressources que lui offrait la science dans le domaine des ondes.

Le statut. Système régionaliste.

Dans un pays où la décentralisation est la grande règle, le régime imposé à la radiodiffusion devait s'inspirer d'une formule régionaliste.

Dix sociétés se sont partagé le territoire : deux sont installées à Berlin : la Deutsche Welle, qui est la station centrale du Deutschland Sender, et la Funkstunde. Les autres, ont leur siège dans les différents Etats : l'Ost-west Rundfunk à Königsberg, la Schlesische Funkstunde à Breslau, la Nordische Rundfunk à Hambourg, la Suddutsche Rundfunk à Stuttgart, la Deutsche Stunde in Bayern, à Munich, la Mitteldeutsche Rundfunk à Leipzig, la Sudwest Deutscher Rundfunkdienst à Francfort-sur-le-Mein, la Westdeutscher Rundfunk à Cologne.

Entreprises industrielles, ces sociétés forment une fédération qui trouve son expression dans la constitution d'une société particulière appelée « Reichs Rundfunk Gesellschaft ». Chaque société régionale possède son autonomie, toutefois la fédération possède de grands moyens techniques et, comme elle est très puissante, elle détient des participations importantes des compagnies régionales et se porte financièrement à l'aide des moins riches.

Un conseil de sept membres, nommés par les Compagnies et les gouvernements d'Etats, avec l'approbation du Ministre de l'Intérieur du Reich exerce un contrôle effectif sur les programmes radiodiffusés. Ce conseil veille à ce que soit observée la plus rigoureuse neutralité dans le service des nouvelles et des informations. Il réglemente aussi

d'une façon très stricte l'emploi de la publicité dans les émissions afin d'en éviter les abus.

L'industrie allemande de la T. S. F.

Les postes d'émission sont la propriété de l'Etat et construits par l'industrie allemande qui y trouve ses ré-



M. Ernest SCHOËN, Directeur artistique à la station de Francfort

férences. La Reichpost, à l'époque de l'inflation, avait fourni les fonds de premier établissement au moyen desquels les stations furent construites par les soins de la Société Telefunken ou de ses filiales. Aujourd'hui l'industrie allemande de la T. S. F. est concentrée de la manière suivante : la Telefunken, filiale pour la T. S. F. de deux grandes sociétés d'électricité, A. E. G. et Siemens, a un monopole de fait pour les recherches et études techniques, les brevets et la fabrication du matériel puissant. Elle licencie uniquement, pour les fabrications des récepteurs destinés au public, les autres industriels et moyennant une redevance de 10 %. Les firmes Huth et Lorentz, qui concurrençaient jadis Telefunken, sont maintenant sous son contrôle et la Reichpost a conclu avec la Telefunken un contrat de coopération technique qui fait de cette Société l'entrepreneur attitré de l'Administration. Celle-ci a le droit de bénéficier de tous les perfectionnements techniques, brevets, procédés et renseignements dont la Société dispose.

On conçoit comment, avec cette concentration industrielle et technique sous l'égide de la Reichpost, avec ce cartel constitué par l'Administration allemande et la Société privée qui représente la T. S. F. allemande dans toute son activité à l'étranger, le système radiophonique allemand, tel qu'il est réalisé, peut satisfaire à la fois et les partisans et les adversaires du monopole.

Les taxes

C'est, avons nous dit, la Reich Rundfunk Gesellschaft qui répartit entre les diverses sociétés de radiodiffusion les ressources qui leur sont nécessaires, ressources alimentées exclusivement par le produit des licences. La taxe est fixée par appareil : elle est élevée puisqu'elle est de 24 marks par an (144 francs environ). Elle a produit en 1928 plus de 50 millions de marks, soit 300 millions de francs. C'est un beau chiffre ! Quarante pour cent de ces revenus servent à l'entretien des postes, 60 % alimentent les émissions. En raison du nombre toujours croissant des auditeurs, qui s'accompagne d'une augmentation sensible des recettes, le gouvernement a renoncé à l'intention qu'il avait de majorer le prix de la taxe. Bien mieux, il songe, dit-on, à la réduire.

Le réseau radiophonique.

Les stations radiophoniques allemandes, qui sont au nombre de 31, sont divisées en trois catégories : celles à grande puissance, celles à moyenne puissance, dites aussi stations principales, et les stations locales.

Les stations locales, stations relais sont au nombre de 16 et leur puissance varie entre 0 kilow. 7 et 2 kw. Les stations principales, presque toutes de 4 kilowatts, sont réparties dans les divers Etats qui composent le Reich. On en compte 12, toutes facilement audibles en dehors de l'Allemagne. Les trois stations de grande puissance sont celles du Koenigswusterhausen (35 kilow.), Zeesen (30 kilowatts) et Langenberg (13 kw.).

Telle est la formule allemande, en matière d'organisation radiophonique. Cette conception d'un double monopole

STATIONS ALLEMANDES

| Stations | Puissance | Longueur d'onde | Puissance en kilohertz | Observations |
|-----------------------------------|-----------|-----------------|------------------------|----------------|
| Berlin-Koenigswusterhausen | 8 kw. | 2.900 m. | 103 | |
| Berlin-Agence Wolf | | 2.525 m. | 119 | |
| Norddeich | 10 kw. | 1.860 m. | 161 | |
| Berlin-Zeesen-Koenigswusterhausen | 35 kw. | 1.649 m. | 182 | Plan de Prague |
| Zeesen | 30 kw. | 1.635 m. | 183.5 | — |
| Fribourg-en-Brigau | 0 kw. 75 | 572 m. | 527 | — |
| Hanovre | 0 kw. 7 | 560 m. | 536 | — |
| Augsbourg | 1 kw. 5 | 560 m. | 536 | — |
| Munich | 4 kw. | 533 m. | 563 | — |
| Aix-la-Chapelle | 0 kw. 75 | 453 m. | 652 | — |
| Langenberg | 25 kw. | 473 m. | 635 | — |
| Berlin-Witzleben | 4 kw. | 418 m. | 716 | — |
| Francfort-s-Mein | 4 kw. | 390 m. | 770 | — |
| Hambourg | 4 kw. | 372 m. | 806 | — |
| Stuttgart | 4 kw. | 260 m. | 833 | — |
| Leipzig | 4 kw. | 359 m. | 1.167 | — |
| Brême | 0 kw. 75 | 339 m. | 887 | — |
| Gleiwitz | 6 kw. | 325 m. | 923 | — |
| Dresde | 0 kw. 7 | 319 m. | 947 | — |
| Stettin | 0 kw. 75 | 283 m. | 1.050 | — |
| Berlin-Est | 0 kw. 5 | 283 m. | 1.058 | — |
| Magdebourg | 0 kw. 7 | 283 m. | 1.058 | — |
| Koenigsberg | 1 kw. | 276 m. | 1.085 | — |
| Kaiserslautern | 2 kw. | 270 m. | 1.112 | — |
| Breslau | 4 kw. | 253 m. | 1.184 | — |
| Cassel | 0 kw. 7 | 246 m. | 1.220 | — |
| Kiel | 0 kw. 7 | 246 m. | 1.220 | — |
| Nuremberg | 4 kw. | 239 m. | 1.256 | — |
| Munster | 1 kw. 5 | 234 m. | 1.283 | — |
| Cologne | 4 kw. | 227 m. | 1.319 | — |
| Flensburg | 1 kw. | 218 m. | 1.373 | — |

résultant de la conjonction d'une technique privée exclusive et concentrée, au service d'une direction supérieure de l'Etat, qui vient se superposer à la direction disciplinée des sociétés de radiodiffusion, risquerait d'être en France difficilement applicable. Les Allemands s'en accommodent fort bien. Ils y gagnent d'excellentes émissions et, si le gouvernement se décidait à diminuer sensiblement le montant de la taxe annuelle, il est probable que le sans-filiste d'outre-Rhin trouverait que tout va pour le mieux dans les meilleures des ondes.

Propagande.

Plus que partout ailleurs peut-être, les stations allemandes de T. S. F. s'emploient à varier les programmes de leurs émissions et fréquents sont les « plébiscites » organisés auprès des auditeurs pour essayer de donner à ces programmes une forme nouvelle et originale. Il y a déjà longtemps que les dirigeants de la Radio ont eu l'idée d'abandonner le studio et de faire du microphone un récepteur ambulant, estimant, non sans raison, que la simple transmission de concerts et d'opéras, quelque variété qu'on pût y apporter, risquait à la longue de devenir monotone. Grâce à ce procédé, les stations peuvent faire participer les sans-filistes aux principaux événements qui se déroulent dans le Reich, tant dans le domaine politique ou social que dans le domaine économique ou sportif.

Mais c'est surtout dans le domaine de la propagande que les Allemands ont prouvé l'usage judicieux qu'ils savaient faire de leur réseau de radiodiffusion. A toutes les heures du jour —

et même de la nuit — fonctionnent huit à dix postes d'émission, assez puissants pour porter la pensée et la musique allemandes à des distances considérables, en atteignant des centaines de milliers d'auditeurs dans tous les pays. Les programmes sont soignés, l'exécution est parfaite. Comment en serait-il autrement ? Le budget spécial de la radiophonie allemande permet d'offrir au public une grande variété de conférences et d'auditions musicales et dramatiques exécutées dans des milieux appropriés par une élite d'artistes. Les orchestres sont composés avec une ampleur qui leur permet d'aborder toutes les œuvres sans en ébruquer l'exécution.

L'emplacement de certaines de ces stations est d'ailleurs caractéristique : Stuttgart et Fribourg en Brisgau, face à l'Alsace ; Cologne et Aix-la-Chapelle, face aux provinces d'Eupen et de Malmédy ; Flensburg face au Schleswig-dé-sannexé ; Gleiwitz face à la Pologne, prouvent sans conteste le souci qu'ont les Allemands de rester, par les ondes, en contact quotidien avec leurs anciens ressortissants.

Il est vrai de dire que la plupart des Etats intéressés ont pris sans retard toutes dispositions utiles pour combattre une propagande qu'ils estimaient inopportune : Le Danemark a équipé sa puissante station de Kalundborg pour donner la réplique à Flensburg ; la Pologne a opposé Varsovie et Poznan à Koenigsberg et à Breslau. Et même pour répondre à Gleiwitz que les Allemands avaient fait construire près de la frontière silésienne, les Polonais ont installé à Kattowitz une station de 10 kilowatts. Quant à la France, on sait

que la station de Strasbourg, dont la réalisation est prochaine, n'a d'autre but que de permettre aux Alsaciens de cesser d'être presque exclusivement tributaires des émissions allemandes.

DANS LES STUDIOS

A Berlin.

C'est à Berlin que se trouvent les sièges sociaux de la Funkstunde Aktien Gesellschaft (A. G.) et de la Deutsche Welle. La première de ces sociétés, installée dans de confortables locaux dans la Postdamerstrasse, a pour directeur général M. George Knöpfek, qu'assistent deux adjoints, bien connus des milieux sans-filistes, M. Hageman et M. Wagner. Elle gère les stations de Berlin-Witzleben et de Berlin-Est.

Le poste de Witzleben a effectué sa première transmission le 29 octobre 1923. Sous l'énergique impulsion de son directeur, il n'a pas tardé à prendre, parmi les stations allemandes, une des premières places par l'importance et par la qualité de ses émissions. Avec le concours d'artistes réputés, comme le chef d'orchestre M. Bruno Seidler-Vinkler et M. Alfred Braun, chargé des diffusions théâtrales, Witzleben a pu effectuer de remarquables transmissions, notamment celles de divers opéras de Berlin. C'est ainsi qu'au cours de la saison 1924-1925, 12 opéras furent radiodiffusés. Il y en eut 22 en 1925-1926, 29 en 1926-1927 et 21 en 1927-1928.

Malgré cette intéressante variété de programmes, Witzleben ne semblait pas avoir le nombre d'auditeurs qu'il était en droit d'espérer. Le Directeur de la Funkstunde fut surpris, un jour qu'il consultait ses statistiques, de constater que, parmi les Berlinoises, il y avait une proportion de 60 % de sans-filistes parmi les habitants des quartiers de l'ouest, alors que cette proportion n'était que de 30 % chez les habitants des quartiers de l'Est. Il fit rechercher les raisons d'une telle disproportion. L'enquête menée à cet effet permit d'établir que c'étaient les conditions imparfaites de réception qui provoquaient cette abstention des écouteurs. La puissance du poste émetteur de Witzleben ne suffisait pas, en effet, pour obtenir à l'Est et au Nord-Est de Berlin une bonne réception au moyen de simples détecteurs.

On chercha une solution. Un agrandissement du poste de Witzleben n'aurait pas amené les résultats voulus : d'ailleurs, la puissance du poste — 4 kilowatts — était amplement suffisante pour le rayon d'émission de la Funkstunde. Etablir un poste intermédiaire ? On manquait de longueur d'onde. La Funkstunde choisit le seul parti qui s'offrait à elle : bâtir un second émetteur à l'est de Berlin. Ce fut le poste de Berlin-Est qui émet sur la même longueur d'onde que les postes de Stettin et de Magdebourg, postes-relais dépendant également de la Funkstunde.

La Deutsche Welle est connue sous le nom de « Deutschlandsender ». C'est elle qui a la charge des stations de Königswusterhausen et de Zeesen, les deux grands postes nationaux de l'Allemagne.

Les débuts de Königswusterhausen remontent à 1920. A cette époque,

Erich Schwarzkopf, un des plus anciens, sinon le plus ancien speaker d'Europe, aidant aux essais de la firme Lorenz, faisait entendre à quelques auditeurs le premier concert radiophonique organisé en Allemagne. Et quel concert ! un seul exécutant avec un instrument à bouche... Les essais encouragés par les amateurs continuèrent : on fit venir un violon, puis deux, on constitua un petit orchestre, puis un grand et à l'occasion de la fête de Noël, la même année, Königswusterhausen diffusa son premier concert officiel, qui fut très distinctement entendu hors des frontières du Reich, comme en firent foi les télégrammes de félicitations adressés en cette circonstance par les autorités russes et suédoises. Un an plus tard, Königswusterhausen enregistrait une portée de 3.900 km. Les perfectionnements vinrent ensuite rapides et nombreux



M. STUDTMANN,
Speaker de la station de Francfort

et jusqu'en 1927, date de la mise en service du poste de Zeesen. Königswusterhausen resta par son importance la première des stations allemandes.

Avec la station de Zeesen, située très légèrement au sud de Königswusterhausen, pas loin de Berlin, au cœur de la Prusse, l'Allemagne a voulu non seulement atteindre tous les postes du Reich, mais aussi aller porter au loin la manifestation tangible et immédiate de sa pensée. C'est la véritable station de propagande, qui constitue un des moyens les plus modernes d'extension à l'étranger.

A Cologne.

Un an après que Berlin eut organisé sa première émission radiophonique, une Société qui s'appelait alors la Westdeutsche Funkstunde, installait une station de T. S. F. à Munster en Westphalie. L'année suivante, deux nouveaux émetteurs étaient placés à Dortmund et à Elberfeld et des émissions destinées à l'Allemagne de l'ouest (Rhénanie et Westphalie) étaient régulièrement organisées. Au printemps 1926, la zone de Cologne venait d'être évacuée par les troupes anglaises d'oc-

cupation; la Westdeutsche Funkstunde décida de transporter son siège social à Cologne en même temps qu'elle changeait son titre et devenait la Westdeutscher Rundfunk A. G., que par abréviation on appelle Werag.

La Werag exploite 4 stations : Langenberg, Cologne, Munster et Aix-la-Chapelle : elle a 5 auditoria répartis dans les différentes villes de la région : Dortmund, Elberfeld, Cologne, Düsseldorf et Munster, ce qui donne à son organisation une grande souplesse et permet la radiodiffusion de toutes les manifestations locales intéressantes de la contrée, en même temps que cela assure une réception parfaite avec des appareils élémentaires dans tous les points de la région desservie.

Il était rationnel que la Werag groupât ses différents services à Cologne, grande ville de 750.000 habitants, centre intellectuel et artistique susceptible de fournir à une station les innombrables ressources de son activité : un moment, la Société avait songé à placer son poste émetteur à grande puissance à Cologne même, mais elle comprit qu'une pareille installation générerait la plupart des auditeurs locaux et, fort sagement, ne conservant dans la banlieue de Cologne qu'un petit relais local pour les galénistes, la Werag choisit Langenberg comme emplacement de son grand poste.

Langenberg est une ville de 10.000 habitants, située dans la région de la Ruhr, près du centre minier de Barmen. La station est édifiée à 250 mètres d'altitude sur une colline de la vallée de Deilbach, le Hordtberg. Commencé en 1926, le poste fut inauguré le 15 janvier 1927. Sa puissance est de 25 kw, son antenne, sa longueur d'onde de 473 m., son installation est des plus modernes. Aussi, lorsque M. Germain-Martin se rendit à Strasbourg pour étudier sur place les conditions de réalisation du poste projeté, il déclara qu'il était dans ses intentions de prévoir pour la future grande station française de l'Est un poste émetteur comparable à celui de Langenberg.

Les programmes de Langenberg sont des plus variés et susceptibles de satisfaire toutes les aspirations des sans-filistes. Conférences sur les sujets les plus divers : science, économie politique, droit, sociologie, causeries sur la littérature, les beaux-arts, la bienfaisance, les sports, cours de langues étrangères, conseils domestiques, cours commerciaux, renseignements météorologiques, heures des enfants, des jeunes gens et des parents alternent avec les transmissions d'offices catholiques, évangéliques et protestants, les concerts de musique vocale ou instrumentale, les concerts d'orgue, la musique de danse ou les diffusions d'opéras, d'opérettes et de drames.

Langenberg est la première des stations allemandes de l'ouest. C'est aussi une des premières d'Allemagne et il n'est pas exagéré de dire qu'elle compte parmi les meilleures d'Europe.

A Francfort.

La station de Francfort propriété de la Sudwester Deutscher Rundfunkdienst a été fondée en avril 1924. Elle a eu pendant cinq ans le même directeur, le docteur Flesch, un organisa-

teur doublé d'un artiste, qui sut donner à son poste une impulsion personnelle des plus heureuses. Nommé directeur de la station de Berlin, le docteur Flesch a été remplacé, il y a quelques mois, par un de ses proches collaborateurs, M. Ernst Schoen qui assumait, depuis 1924, les fonctions de premier secrétaire de la station. Parmi le personnel du poste de Francfort, citons M. Studtman, premier speaker, M. Merten, chef d'orchestre, M. Paul Laven, reporter sportif et le chef du bureau littéraire, M. Ernst Glaeser, jeune écrivain de talent, auteur du fameux roman de guerre « Classe 1902 ».

L'orchestre de Francfort, qui est déjà important, comportera au 1^{er} octobre prochain 61 exécutants. On fera appel pour le diriger à un musicien de la génération nouvelle. Car la station a inscrit à son programme, comme un de ses buts principaux « la diffusion de toutes les manifestations des jeunes dans le domaine de la musique, de la littérature, des sciences et des arts ».

Les programmes, bien composés, comprennent des émissions spéciales comme l'heure de la jeunesse (quotidienne), l'heure des parents (tous les dimanches), l'heure des écoliers (2 fois par semaine), l'heure de l'ouvrier, l'heure des paysans (une fois par semaine), et des cours de langues étrangères (français et anglais). La station émet en outre un journal parlé quotidien, qui est alimenté par des nouvelles qui lui sont câblées par les principales agences d'informations d'Allemagne.

La station de Francfort est l'une des stations allemandes le mieux entendues en France. Peut-être, pourrait-on lui reprocher d'être un peu trop didactique, d'avoir un peu trop le genre universitaire. Il n'en reste pas moins vrai que, sous le rapport de l'éducation, tant morale qu'intellectuelle et physique, d'intéressantes initiatives se rencontrent à Francfort, qui, si elles ont quelques peine à intéresser les Français qui ne connaissent pas parfaitement la langue allemande, jouissent outre Rhin d'une très grande popularité.

A Munich.

La première station bavaroise exploitée par la Deutsche Stunde fut inaugurée à Munich le 30 mars 1924. Sa puissance ne dépassait pas 700 watts et sa longueur d'ondes était de 385 m. Deux ans plus tard, un nouvel émetteur remplaçait le premier, devenu insuffisant. Il s'élevait au S. E. de la ville, près de la prison de Stadelheim. Les studios, placés près de la gare centrale, au quatrième étage d'un ancien Ministère, étaient reliés au poste par 8 km. de câbles.

Aujourd'hui la station de Munich a une puissance de 4 kw et depuis l'application du plan de Prague, elle utilise une longueur d'onde de 533 m. Comme l'ancienne installation était fort à l'étroit dans des locaux, par ailleurs assez inconfortables, la Deutsche Stunde a fait construire une maison de la radio (Funkhaus) dans laquelle, depuis deux mois, sont centralisés tous les services radiophoniques.

L'inauguration de la Funkhaus a eu lieu le 30 juin dernier, en présence des membres du gouvernement bavarois, des représentants de toutes les



M. Ernest GLAESER, Directeur littéraire à la station de Francfort

compagnies allemandes de T. S. F. Le grand maître de la radiophonie allemande, le Docteur Hans Bredow, était venu tout spécialement de Berlin pour assister à cette inauguration dont tous les détails furent radiodiffusés.

La maison de la radio de Munich, qui ne comporte pas moins de 4 étages, est vraisemblablement l'installation de T. S. F. la plus moderne et aussi la plus... confortable d'Europe. Tout y a été conçu et exécuté pour la radio et pour la radio seulement. Les ingénieurs n'ont pas été gênés par le manque de place — le terrain était vaste — On ne les a pas limités dans leurs conceptions — le budget était large. — Ils ont eu carte blanche pour faire de cette maison un établissement modèle, capable de satisfaire à toutes les exigences de la technique moderne en matière de T. S. F.

Les plans de l'immeuble et sa décoration ont été exécutés par le professeur Riemerschmidt, de Cologne. Deux

ingénieurs de la direction bavaroise des P. T. T., le professeur Baumgartner et le Directeur Heilmann se sont occupés de l'installation technique. De part et d'autre on s'est servi, pour réaliser les perfectionnements les plus modernes et obtenir les conditions idéales de rendement, de l'expérience acquise antérieurement non seulement dans les stations allemandes, mais aussi dans les stations étrangères comme celles de Budapest ou de Londres.

Les bureaux, les salles de répétition, les auditoria sont groupés dans le bâtiment de façade à 4 étages. Les trois auditoria disposés autour d'une cour servent aux transmissions à grand orchestre, à la musique de chambre, et aux conférences. Un autre auditorium est constitué par la cour elle-même. Dans ce but, la cour n'a été ni pavée, ni dallée : elle a été simplement recouverte de gravier et on a placé de ci de là quelques massifs de fleurs qui doivent permettre de mieux absorber

le son. Ce studio en plein air est sans conteste une curieuse innovation en matière radiophonique.

Au premier étage de l'immeuble, un petit auditorium qui peut servir pour les transmissions des nouvelles de presse, et des bureaux administratifs et des salles de répétition. Au deuxième étage, une salle d'audition pour les invités avec une vue sur le grand studio, les services d'information, de comptabilité et de direction. Au troisième, la section littéraire, une salle de conférences, une salle d'expériences et le magasin du matériel. Au quatrième, des locaux d'habitation pour le personnel.

Les machines et les appareils amplificateurs sont situés dans les caves.

Derrière cet ensemble, et complètement isolé de lui, un corps de bâtiment en forme de T (la barre du T formant le corps principal), qui contient le grand studio.

Ce grand studio est le clou de la Funkhaus. Il a 25 mètres de longueur, 12 de largeur et 9 de profondeur. Dans le fond, sur un balcon, haut de trois mètres et large de 12 mètres, on a placé des orgues gigantesques (3.000 tuyaux et 50 registres) spécialement construites pour la station par un vieil artisan de Stuttgart dont les parents, depuis trois générations, fabriquent ces instruments.

Au point de vue acoustique, rien n'a été négligé pour obvier aux inconvénients de l'écho, des interférences, de la résonance et du prolongement du son. L'isolement des trépidations est obtenu par des doubles fenêtres en verre épais pour les bruits extérieurs et par un mur en matière isolante qui s'élève des fondations jusqu'au toit pour les bruits provenant des bâtiments voisins et transmis par les différentes canalisations de chauffage, d'eau ou d'aération. On a donné des formes spéciales aux plafonds, aux parois, aux colonnes, aux fenêtres, etc., on a placé des écrans mobiles, des revêtements isolants. En résumé on a cherché partout à localiser les bruits ou à les étouffer, et à varier dans de larges limites les effets d'allongement et de résonance. Toutes ces réalisations acoustiques sont l'œuvre d'un ingénieur de la Polytechnicum de Munich (l'Ecole technique supérieure), le docteur H. Reiher.

S'inspirant de ce qui a été réalisé à Londres, le professeur Baumgartner a doté la station de Munich d'une salle d'écho et c'est ainsi que, grâce à un usage électrique approprié, il est possible de donner aux auditeurs l'illusion de transmissions effectuées dans de très grandes salles, voire même dans une cathédrale.

De chaque côté du grand studio, sont placées deux cabines vitrées : l'une destinée au speaker qui lui permet, par intermédiaire d'un microphone et de deux haut-parleurs, de parler aux auditeurs ; l'autre, réservée aux auteurs, aux directeurs ou à un expert musical permet également de s'entretenir avec les artistes du studio.

Enfin une salle de connexions relie entre elles électriquement les différentes salles de l'immeuble. C'est là qu'aboutissent tous les fils des microphones et des appareils de signalisation (près de 200 fiches). C'est de là

également que partent les lignes de microphone installées dans les différents établissements de la ville, ainsi que les lignes de liaison avec les émetteurs de Nuremberg, Kaiserslautern et Augsbourg.

Installation modèle, comme on le voit, dont la caractéristique essentielle est le nombre important de moyens d'enregistrement et de signalisations, de signaux lumineux et de secours, et surtout de possibilités d'écoutes en divers points.

A Breslau.

Sans être aussi luxueusement installée que celle de Munich, la station de Breslau, de construction récente, est dotée de tous les perfectionnements de la technique moderne. Elle bénéficie d'abord d'un emplacement privilégié. Tout en étant aux portes de la ville et facilement accessible par les tramways urbains, elle s'élève en pleine campagne, au milieu d'un jardin plaisant. On n'a pas eu à transformer un local déjà existant et à l'adapter tant bien que mal aux besoins de la radio. On a bâti une maison neuve, spécialement et uniquement destinée à la T. S. F.

Il est vrai de dire que les Allemands avaient un intérêt tout particulier à soigner l'installation de cette station. Breslau est à la frontière polonaise. Avec son relais de Gleiwitz, elle est écoutée de tous les habitants de la partie de la Silésie que le Traité de Versailles a donnée à la Pologne. Son rôle peut donc être considérable et c'est dans un but évident de propagande nationale que Breslau s'est vue ainsi comblée quant à son installation et aussi quant à ses programmes, puisqu'il lui arrive souvent de servir de relais aux émissions de la Deutsche Welle, de Berlin.

Le directeur de la station, qui possède autant d'érudition que de diplomatie, qui connaît à fond, pour les avoir souvent parcourus, l'Angleterre, les Etats-Unis, la Russie et la France, se consacre d'ailleurs ardemment à cette tâche de propagande, aidé et soutenu en cela par de nombreux comités locaux.

Les émissions sont, comme il se doit en pareil cas, l'objet d'attentions toutes particulières et d'une surveillance toute spéciale. Des commissions, dont les membres sont nommés par le ministre de l'Instruction publique, font un choix entre les différentes causeries et jugent de leur opportunité.

Les programmes comportent notamment de nombreuses causeries populaires sur les sujets les plus divers. La politique même n'en est pas exclue, puisque les personnalités de toutes les confessions et de toutes les opinions, nationalistes, socialistes ou libre-penseurs sont appelées à tour de rôle à venir exposer leurs théories devant le micro.

ITALIE

Monopole privé, sous le contrôle de l'Etat, tel est le principe du régime radiophonique italien dont l'application est récente puisqu'elle ne date que du 1^{er} février 1928. C'est un organisme spécial dénommé « Ente italiano per le audizioni radiofoniche » (E. I. A. R.) qui est concessionnaire, pour une durée de 25 ans, de tout le service radio.

Il est institué près du Ministère des Communications un comité supérieur de surveillance qui a pour mission non seulement de surveiller le service radiophonique, mais aussi tout ce qui peut avoir trait au développement et à l'amélioration des émissions. Son président est choisi parmi les parlementaires : quant à ses membres, ils comprennent des représentants des confédérations générales fascistes de l'industrie, du commerce, du cinéma, de l'apiculture, du syndicat des journalistes, des musiciens et des écrivains. Figurent en outre dans ce comité un membre du Conseil supérieur des Beaux Arts, deux membres choisis parmi les personnalités du monde littéraire et musical, deux techniciens de T. S. F. et un expert juriste. Tous ces membres, y compris le Président, sont nommés par le chef du gouvernement, sur la proposition du Ministre des communications.

Les ressources de l'E. I. A. R. lui sont assurées de deux manières : par les taxes et les abonnements. Les taxes sont sérieuses. Qu'on en juge : pour un appareil à lampes, 2 % du prix d'achat avec un minimum de 30 lire ; appareil à galène 12 lire ; haut-parleur 24 lire ; pour chaque récepteur à un écouteur, 3 lire, à deux écouteurs 6 lire ; pour chaque condensateur variable 6 lire, etc. Les sommes provenant de la perception de ces taxes sont attribuées à la Société concessionnaire dans la proportion de 90 %, l'Etat percevant 10 % pour l'impôt.

Chaque sans-filiste doit, en outre, souscrire un abonnement dont le prix est fixé à 72 lire par an, avec une fraction progressive pour les appareils au-dessus de 6 lampes. Les établissements scolaires dépendant des communes du royaume sont dispensés de cet abonnement. Toutefois, en remplacement, les communes, hormis celles dont la population est inférieure à 1.000 habitants, sont astreintes à verser une contribution annuelle variable suivant le nombre d'habitants : 50 lire pour les communes de 1.000 à 3.000 habitants, 600 lire pour les villes de 10.000 à 15.000 habitants, 3.500 lire pour celles de 50.000 à 75.000 habitants, 17.000 lire pour celles de 300 à 500.000 habitants, et de 20.000 lire pour les villes au-dessus de 500.000 habitants.

Enfin des abonnements annuels obligatoires sont imposés aux hôtels de luxe (1.500 lire) aux hôtels de 1^{re}, 2^e et 3^e catégories (150 à 800 lire), aux établissements thermaux (200 lire) aux établissements balnéaires maritimes (100 à 510 lire), aux kursaals et cinémas (100 à 800 lire), aux clubs et associations (80 à 300 lire).

Un article du décret stipule cependant qu'une commune placée en dehors du rayon d'action d'une station radiophonique et qui réussit à prouver que sur toute l'étendue de son territoire il est impossible de recevoir une émission, pourra demander à être exonérée de la contribution prévue. C'est en vérité une bien grande faveur qui lui est faite !

Comme on le voit, la réglementation italienne est sévère : les taxes sont multiples en même temps qu'elles sont lourdes. L'Etat s'occupe de tout et de tous avec une sollicitude intéressée et

nous n'avons pas à souhaiter en France semblable « fonctionnarisation » d'une invention qui, par sa nature même, a besoin pour vivre de liberté et de grand air. D'ailleurs les Italiens, sont eux-mêmes assez peu satisfaits d'un régime, dont le moins qu'on en puisse dire c'est qu'il est assez onéreux. Aussi boudent-ils à la radio et c'est à peine si au 1^{er} mars dernier les statistiques ont pu enregistrer un chiffre de 50.000 sans-filistes, soit un pourcentage de 13 pour 1.000. Dans aucun grand pays d'Europe, la proportion n'est aussi faible.

Stations et programmes. — Les stations italiennes sont classées de la façon suivante : a) Nationale principale : Rome ; b) Nationales secondaires : Trieste, Milan, Turin ; c) Régionales : Palerme, Naples, Gênes. C'est le Gouvernement lui-même qui en a fixé le nombre, et il n'en peut être créé de nouvelles sans son autorisation.

| Stations | Puissance | Longueur d'onde | Fréquence en kilocycle | Observations |
|----------------|-----------|-----------------|------------------------|----------------|
| Palerme | 0 kw. 2 | 453 m. | 662 | Plan de Prague |
| Gênes | 1 kw. 2 | 385 m. 1 | 779 | — |
| Milan I | 20 kw. | 104 m. | 2.885 | — |
| Milan II | 7 kw. | 500 m. 8 | 599 | Plan de Prague |
| Naples | 1 kw. 5 | 331 m. 4 | 905 | — |
| Rome | 3 kw. | 441 m. 1 | 680 | Plan de Prague |
| Turin | 7 kw. | 274 m. 2 | 1.094 | — |

Les nominations du personnel dirigeant, administratif, technique et même artistique de ces stations doivent être soumises à l'approbation du Gouvernement. Tout ce personnel, y compris le personnel artistique, doit être de nationalité italienne.

Quant aux programmes, suivant les termes mêmes du décret, ils doivent être « satisfaisants à tous les points de vue et estimables pour leur valeur artistique, intellectuelle, éducative et patriotique ». La transmission des communiqués d'un caractère politique ou économique d'actualité est subordonnée à l'autorisation de l'autorité politique locale, sauf toutefois si ces communiqués proviennent d'une agence autorisée par le Gouvernement.

Les dernières stations mises en service en Italie sont celles de Gênes et de Turin. La station de Gênes a été installée avec l'ancien matériel de la station de Milan et ses programmes sont analogues à ceux de Rome, Milan et Naples.

Quant à la station de Turin, elle a été érigée au sommet d'une montagne de 700 mètres d'altitude, dominant la ville située à 300 mètres. Le poste émetteur, du type Western, est celui qui fonctionnait à Côme pendant l'exposition de Volta.

Les programmes de Turin s'annoncent comme devant être particulièrement intéressants. En effet, le studio est relié au Théâtre Regio où ont lieu de brillantes saisons lyriques et où se donnent souvent les premières des œuvres italiennes. Conformément au récent décret, ces spectacles seront obligatoirement diffusés par la station.

Programmes pour la jeunesse. — Depuis près de trois ans, la station de

Rome émet tous les jours un journal parlé de l'enfance (*Giornale radiofonico del Fanciullo*) que dirige un professeur, M. Cesare Ferri. Cette innovation, encouragée et peut-être même suggérée par M. Mussolini lui-même, a permis de fonder une association de jeunes gens sans-filistes, la *Nipoteria* (de nipote, neveu), association dont les statuts sont assez curieux, et symptomatiques pour être signalés.

Pour faire partie de la *Nipoteria*, il faut d'abord prendre l'engagement d'écouter l'émission quotidienne du journal parlé de l'enfance. Il y a des membres adhérents (au-dessous de 15 ans), sociétaires (au-dessus de 15 ans) et honoraires (ces derniers nommés « au mérite »). Certains membres adhérents peuvent être promus « fedelissimi » s'ils ont, durant une période déterminée, donné des preuves de leur dévouement à la *Nipoteria*, participé aux concours organisés par Nonno Radio

(le chef invisible de l'association) et fait une active propagande en faveur du journal parlé auprès de leurs parents, amis et connaissances. La devise de l'association est « persévérer et améliorer ». Ses membres doivent toujours avoir présente à l'esprit cette phrase que le Duce adressa au journal lors de sa création : « Vous enfants, vous devez jurer d'être toujours les Gardiens fidèles de ce nouveau régime héroïque que l'Italie a instauré, grâce à son travail, à sa discipline et à sa concorde. »

L'émission du journal parlé de l'enfance comprend un résumé des principaux événements du jour, une courte causerie sur une curiosité scientifique, historique ou anecdotique, un calendrier historique avec commentaires sur les principaux personnages cités, un calendrier religieux, la lecture de l'ordre du jour de la *Nipoteria* avec les conseils, la petite correspondance et les conseils de Nonno Radio.

Depuis l'an dernier, la station de Rome a créé les jeudis de tante Radio, auxquels sont conviés, non seulement les enfants, mais aussi leurs familles qui peuvent ainsi assister, au studio, à des expériences de chant, de musique, de récitation et aux causeries faites devant le micro.

Il est inutile de souligner tout le bénéfice moral qu'une station de T. S. F. peut tirer d'une clientèle enfantine. Et, en se plaçant à un point de vue plus général, n'est-ce pas avec l'aide de toute cette jeunesse ardente, généreuse et passionnée, instruite des bienfaits de la radio, que la T. S. F. pourra jouer son rôle dans l'éducation nationale en prenant dans le monde la place qu'elle devrait déjà y occuper ?

La station du Vatican. — Les accords

de Latran ont rendu possible la réalisation d'une importante innovation dans la Cité du Vatican : l'installation dans les jardins pontificaux d'une station radiophonique, qui, dernière venue, sera, dit-on, une des plus puissantes du monde, puisque sa puissance pourra être portée en quelques minutes de 50 kilowatts à 100, puis à 200.

C'est le sénateur Marconi qui en dirige l'installation. D'accord avec Pie XI, il a choisi pour son emplacement le point le plus haut de ces jardins, près de l'Observatoire.

La station sera mixte, télégraphique et téléphonique. Le pape pourra ainsi, lorsqu'il le jugera nécessaire, télégraphier et parler librement au monde catholique, un monde de 400 millions d'habitants !

On prévoit que le Saint-Père se fera entendre, de son palais, dans les grandes assemblées, congrès, réunions de toutes sortes qui se tiendront où que ce soit et quelque éloigné que soit le lieu de ces manifestations, New-York, Tokio, Sydney, etc.

La station du Vatican, due à la générosité des catholiques américains coûtera la somme de 52 millions de francs et sera prête à entrer en service dans les premiers mois de 1930.

SUISSE

Petit pays, petites stations, petite puissance !... Aussi la Suisse avec ses 75.000 sans-filistes taxés n'a-t-elle qu'un pourcentage restreint qui la place assez bas dans l'échelle de la « densité radiophonique » : 1 récepteur pour 60 habitants, alors qu'il y en a 1 pour 15 habitants au Danemark et 1 pour 40 en France.

Cinq compagnies, constituées sur des bases officielles, se partagent le pays au point de vue radiophonique, et chacune d'elles gère, sous le contrôle du Gouvernement, l'une des cinq stations suivantes : Bâle, Berne, Lausanne, Zurich, Genève. Le statut actuellement en vigueur prévoit une taxe de 15 fr. suisse par sans-filiste (75 fr. français). Des sommes ainsi recueillies, 80 % vont aux Compagnies, 20 % à l'Etat.

Les Suisses ne sont pas satisfaits d'un pareil régime. Ils réclament une organisation plus souple, mieux adaptée aux exigences d'un pays qui, il faut bien le reconnaître, n'est pas sans offrir de grandes difficultés pour de telles réalisations.

D'abord, au point de vue géographique, la Suisse, pays de montagnes, de forêts, de vallées encaissées, oppose, malgré sa petite superficie, de sérieux obstacles à la propagation des ondes. De nombreuses localités, assez éloignées d'un poste d'émission, sont complètement isolées au point de vue radiophonique, et ne peuvent capter aucun programme, étant donné surtout la faible puissance des stations actuelles (250 watts à 1 kw. 5).

D'autre part, la Suisse est un pays de bilinguisme : suisse allemande, suisse romande, suisse italienne ; chacune de ces régions a son langage propre, d'où la nécessité d'organiser non seulement des émissions qui puissent être entendues de partout, mais aussi de réaliser des programmes qui puissent être compris de tout le monde.



Diffusion par la station de Lausanne
du service religieux à la fête de la mi-été d'Anzeindaz.

Le Gouvernement fédéral a pensé que le seul moyen de faire sortir le pays de son demi-sommeil radiophonique c'était d'augmenter d'abord le nombre et la puissance des stations; ensuite de créer pour chaque région linguistique une direction artistique et littéraire, les services de l'administration technique et financière pouvant par ailleurs être concentrés en un seul organisme.

Des projets établissant les bases de cette organisation nouvelle ont été présentés l'un par la Société Radio-Berne, l'autre par la Radio Genossenschaft de Zurich. C'est ce dernier qui a été retenu par les autorités fédérales.

Les organisations existantes seraient ramenées à deux, l'une pour la Suisse allemande, l'autre pour la Suisse romande. Deux stations à grande puissance l'une de 45 kilow, l'autre de 16, seraient construites à Lirsee et à Moudon. La puissance des postes de Genève, Lausanne, Berne, Bâle et Zurich serait augmentée. Enfin, on prévoit l'installation d'un certain nombre de postes-relais, travaillant sur la même longueur d'ondes que la station-mère et dont la puissance ne dépasserait pas 0 k. 6. On cite comme emplacement probable de ces relais les villes de Sitten, Olten, Saint-Gall, Cluir, Locarno, Bellinzona et Lugano.

D'ores et déjà, le Conseil fédéral a voté un premier crédit de 2 millions pour la construction des deux stations à grande puissance.

La plus ancienne station suisse : Zurich. — A la vérité, la première émission suisse de T. S. F. fut faite en 1922 par la station de Lausanne qui utilisait pour cela le transmetteur Marconi, installé sur l'aérodrome de cette ville. Mais la première station suisse, possédant son poste propre fut celle de Zurich. Bien qu'elle n'eût qu'une puis-

sance de 650 watts, Zurich fut même durant longtemps la station la plus puissante de la République helvétique et ce n'est que deux ans plus tard que Berne, avec sa puissance de 1 kw. 5, lui ravit ce privilège.

Le poste de Zurich s'élève à 6 km. de la ville, à Höngg. Il est placé près d'un camp d'aviation, ce qui ne va pas sans quelques inconvénients, non

seulement au point de vue des émissions, mais aussi au point de vue de la sécurité des avions et on est obligé de munir les pylones d'antenne de signaux lumineux afin d'éviter aux pilotes d'inopportuns accrochages.

Aussi se propose-t-on, à l'occasion de l'installation d'un nouvel émetteur qui aura 7 kw. 5 de puissance, d'ériger le poste dans une direction diamétralement opposée. Les plans sont prêts : ils ont été établis par le directeur actuel de la station, M. E. Günther et par un ingénieur, M. Luchsinger.

Depuis octobre dernier, les bureaux de la Zürcher Radiogenossenschaft sont installés dans le centre même de Zurich. Des deux studios qui sont situés dans l'immeuble, le plus grand, celui qui sert aux transmissions orchestrales, se fait remarquer par l'abondance de ses ouvertures. Il ne comporte pas moins en effet de 14 fenêtres, masquées par de légers rideaux, ce qui n'empêche pas, paraît-il, l'acoustique de la salle d'être excellente. Le parquet est recouvert de quatre épaisseurs de tapis mobiles : suivant qu'on en diminue ou qu'on en augmente le nombre, on varie la résonance du studio. Le plafond est nu. Sur les murs, une légère couche de feutre — un demi-centimètre à peine — et du papier peint.

Attenant à ce studio, et reliée à lui par un haut-parleur, une salle de contrôle, dans laquelle se tient le speaker.

Un second studio, de dimensions plus restreintes, sert aux causeries et aux concerts de gramophones.

Genève et la station de la Société des Nations. — Genève, cité de 135.000 habitants, seconde ville de Suisse et centre des affaires internationales, n'a qu'un poste de faible puissance (250 watts) et de faible portée, qui est incapable d'assurer dans des conditions satisfaisantes la transmission par



M. Muller, speaker de Radio Lausanne et M. Pièce, chef de poste de la station, lors de la diffusion de la fête de la mi-été.

| Stations | Puissance | Longueur d'onde | Fréquence en kilocycle | Observations |
|----------------|-----------|-----------------|------------------------|------------------------------------|
| Bâle | 0.25 | 1.010 m. | 297 | Plan de Prague
—
—
—
— |
| Berne | 1.5 | 403 m. | 743 | |
| Lausanne | 0.6 | 680 m. | 441 | |
| Zurich | 0.6 | 459 4 | 653 | |
| Genève | 0.25 | 395 m. | 760 | |

T. S. F. des importantes réunions dont elle est le siège.

Station de moindre importance en effet que celle de Genève dont les débuts quelque peu pénibles remontent à l'été de 1925. A cette époque, un accord fut signé entre la Compagnie Marconi et l'autorité militaire suisse, accord d'après lequel l'antenne et le transmetteur, situés à environ 5 km. de la ville, seraient exploités par la Compagnie en dehors des heures où ils n'étaient pas utilisés par le service aéronautique. Les premières transmissions furent médiocres, à un tel point qu'il était impossible à un sans-filiste genevois d'entendre la station locale sur un appareil à galène.

Depuis, des améliorations ont été apportées à cette installation par trop sommaire, des progrès sérieux ont été réalisés et nous sommes loin du temps où M. Félix Pomnier, directeur de la Société des Emissions Radio-Genève,

était presque seul non seulement pour organiser ses programmes et sa publicité, mais aussi pour s'occuper des détails techniques de l'installation.

Cependant, nous le répétons, Radio-Genève est incapable à l'heure actuelle de réaliser par ses propres moyens une diffusion des débats de la Société des Nations, d'où la nécessité de recourir à des expédients.

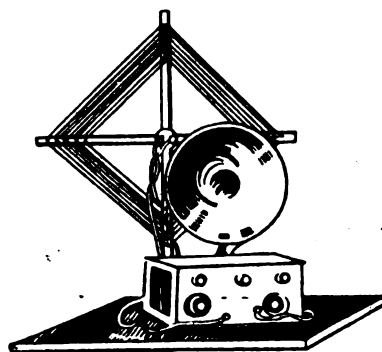
Ce problème n'a pas manqué de préoccuper le Conseil de la Haute-Assemblée, et on a envisagé la construction et l'aménagement d'une station de T. S. F. appartenant à la Société des Nations et entièrement à sa disposition.

La Commission des Communications et du transit a donc confié à des experts hautement qualifiés la tâche de définir les conditions de réalisation d'une telle station. Un comité de techniciens présidé par le général Ferrié en

a précisé les caractéristiques matérielles.

D'après le plan établi et qui a reçu l'approbation de principe du Conseil, cette station serait, en temps de paix, utilisée pour la diffusion de renseignements, de documentation et pour le rayonnement des travaux de la S. D. N. dans le monde. En temps de crise, un grand nombre d'écoutes spéciales continues serait organisé et des relations permanentes ou semi-permanentes pourraient être établies entre le siège de la Société et les Etats les plus intéressés au règlement d'un conflit.

Ce plan est prêt depuis près de 3 ans, et, bien que le problème soit de matière à légitimer une décision rapide, on en est encore dans la période des discussions. Les rapports succèdent aux rapports, on parle chiffres et règlements, mais aucune décision n'apparaît à l'horizon. Pour comble, le gouvernement fédéral déclare qu'une station internationale de T. S. F. à Genève est de nature à être considérée comme une violation de la neutralité de la Suisse. Singulière conception ! La S. D. N. ne doit pas dépendre, en cas de conflit, du bon vouloir des administrations nationales. Elle doit posséder pour elle seule, en temps de guerre, comme d'ailleurs en temps de paix, le porte-voix qui permettra au monde de l'écouter et elle se doit de ne négliger aucun des moyens que la science met à sa disposition pour parfaire une œuvre dont l'intérêt universel est évident.



LA TECHNIQUE RADIOELECTRIQUE

Les pertes dans les circuits parcourus par des courants à haute fréquence

par J. B.

■ ■ ■ ■ ■

C'EST un fait bien connu de tous les sans-filistes qu'un courant de haute fréquence est beaucoup plus difficile à garder intact qu'un courant continu ou à basse fréquence : c'est que les sources de pertes sont nombreuses et variées, bien qu'elles dépendent toutes d'une même cause fondamentale, qui est précisément la haute fréquence du courant considéré. Il semble donc que ces pertes ne peuvent être évitées, et quand on entend parler de tel ou tel accessoire « à pertes nulles » il faut simplement entendre « à pertes réduites ». Nous allons essayer de faire ressortir l'importance relative des diverses causes de pertes, de façon à guider un peu les amateurs soucieux du rendement de leurs appareils. Il sera parfois utile de recourir à des expressions mathématiques assez compliquées, mais ce n'est pas un mal, car une simple formule en dit souvent plus long que des pages de considérations générales.

Un circuit étant composé de selfs, de capacités et d'un diélectrique isolant ces divers éléments les uns des autres ou des éléments voisins, nous voyons dès maintenant qu'il peut y avoir des pertes :

- 1° Dans les enroulements ;
- 2° Dans les capacités ;
- 3° Dans le diélectrique ambiant.

Nous allons étudier successivement ces trois catégories.

I

PERTES

DANS LES ENROULEMENTS

Prise ainsi dans toute sa généralité, la question est d'une complexité presque inextricable ; on n'a pu obtenir des données tant soit peu précises qu'en traitant d'abord quelques cas simples, et en généralisant peu à peu à des cas plus complexes et plus réels. D'ailleurs, il ne faut pas se laisser impressionner par tout l'arsenal mathématique se rapportant à la question. C'est bien souvent, pour ne pas dire toujours,

l'expérience qui sert de contrôle aux calculs, ou qui suggère les modifications à apporter aux formules.

Nous allons étudier d'abord le cas théoriquement le plus simple, celui du fil conducteur cylindrique indéfini, entouré d'un milieu isolant parfait ; puis nous chercherons à voir le chan-

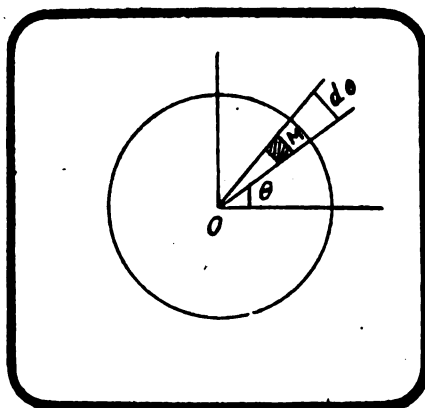


Fig. 1

gement qui peut se produire si on enroule ce fil en solénoïde à une ou plusieurs couches.

1° Résistance d'un fil cylindrique indéfini.

C'est bien résistance que l'on doit dire, puisque toute résistance se traduit par des pertes et, inversement, toute perte peut s'interpréter par une résistance. Dès maintenant, nous définirons la résistance en haute fréquence d'un conducteur comme un paramètre dont dépend la production de chaleur par effet Joule.

Ceci posé, revenons à notre problème. L'expérience et le calcul montrent que la répartition du courant dans une section droite n'est pas uniforme ; la densité de courant est plus grande à la périphérie qu'au centre, si bien qu'une faible partie de la masse conductrice est seule utile au passage du courant, d'où augmentation de la résistance. L'explication de ce phénomène est

simple et bien connue : les courants périphériques produisent, par induction dans les parties profondes du conducteur, des courants qui sont de sens contraire au courant primitif, et qui, par suite, le détruisent ou, tout au moins l'affaiblissent considérablement.

L'analyse mathématique du phénomène est assez délicate ; nous nous bornerons à énoncer des résultats. Prenons comme plan de figure le plan d'une section droite, et fractionnons-la en éléments d'aire $\rho d\rho d\theta$. Chacun de ces éléments, découpé autour d'un point M, est parcouru par un courant d'intensité $i \rho d\rho d\theta$, i étant l'intensité en M. i est une fonction de ρ et du temps, mais ne dépend pas de θ , en vertu du fait que la figure est de révolution autour de l'axe passant par O. Par le calcul, on trouve que la répartition du courant dans une section droite est donnée par la solution de l'équation différentielle

$$\frac{d^2 i}{d\rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{di}{d\rho} - 4\pi\mu c \frac{di}{dt} = 0$$

dans laquelle ρ est la distance à l'axe de l'élément d'aire considéré, μ et c sont les constantes magnétique et électrique du milieu conducteur, exprimées en unités électromagnétiques C. G. S. La solution générale de cette équation pour des courants variables quelconques, non périodiques, ne présente pas grand intérêt. Le cas qui se rencontre presque toujours dans la pratique est celui de courants sinusoïdaux, ou de courants pouvant se ramener à ce cas par un développement en série de Fourier. Supposons donc que le courant soit sinusoïdal et de pulsation ω ; dans ce cas, on arrive à la solution :

$$\frac{R}{R_c} + j \frac{L' \omega}{R_c} = \frac{kr J_0(kr)}{2 J_1(kr)}$$

formule dans laquelle R est la résistance du conducteur en haute fréquence, R_c sa résistance pour du courant continu, L' le coefficient de self-induction apparente du conducteur,

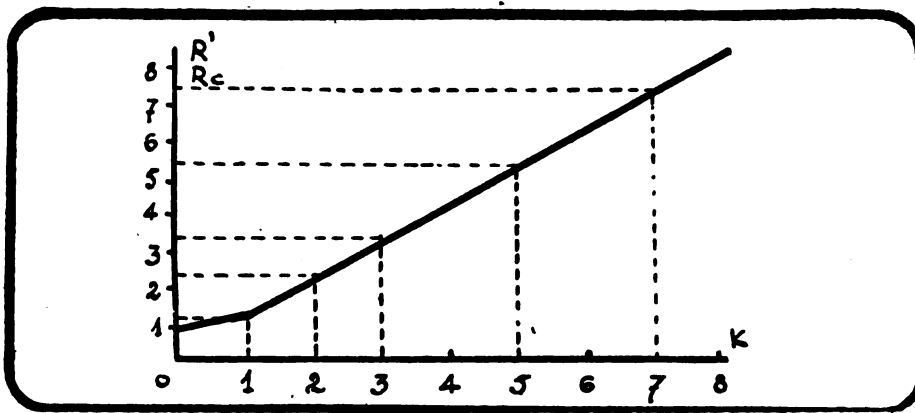


Fig. 2

r son rayon, k un coefficient donné par

$$k = \sqrt{-4\pi\omega\mu c j}$$

J_0 et J_1 sont les fonctions de Bessel d'ordre 0 et 1 ; $j = \sqrt{-1}$. L'identification des parties réelles de la formule conduit à un calcul de R en fonction du paramètre.

$$K = \pi r \sqrt{\mu c f} \quad (f = \text{fréquence } \frac{\omega}{2\pi})$$

ce calcul se traduit par le tableau suivant et la courbe de la fig. 2 sur lesquels on voit facilement la croissance rapide du rapport $\frac{R}{R_c}$ en fonction du paramètre K , c'est-à-dire en fonction de la fréquence.

| K | $\frac{R'}{R_c}$ | K | $\frac{R'}{R_c}$ |
|------|------------------|-----|------------------|
| 0,25 | 1,00 | 3,5 | 3,72 |
| 0,50 | 1,02 | 4 | 4,48 |
| 0,75 | 1,1 | 4,5 | 4,80 |
| 1 | 1,25 | 5 | 5,25 |
| 1,5 | 1,77 | 5,5 | 5,70 |
| 2 | 2,28 | 6 | 6,30 |
| 2,5 | 2,74 | 6,5 | 6,75 |
| 3 | 3,27 | 7 | 7,30 |

Lorsque le courant est de la haute fréquence, K est grand, puisqu'il est proportionnel à $\sqrt{f}$. Dans ce cas, le développement des fonctions de Bessel donne la valeur approchée

$$R = R_c \left(K + \frac{1}{4} \right)$$

Dès que K est suffisamment grand pour qu'on puisse négliger $1/4$ devant lui, on peut poser

$$R = KR_c$$

A titre d'exemple, prenons le cas suivant :

fil de cuivre $r = 2 \text{ mm}$ $\mu = 1$

Si on prend une longueur d'onde de 300 m., $f = 10^6$, on trouve $K = 15,2$;

les deux expressions de R donnent, l'une :

$$R = (15,2 + 0,25) R_c = 15,5 R_c$$

l'autre :

$$R = 15,2 R_c$$

Comme R_c est très faible, on peut sans erreur sensible prendre la formule

$$R = KR_c$$

à partir de 300 mètres, ce qui n'est pas encore une onde courte.

Si on reprend maintenant l'expression classique de R_c , on arrive aux formules

$$R = \frac{l}{p} 2\pi \sqrt{\frac{\mu f}{c}}$$

$$R = \frac{l}{p} \sqrt{\frac{2\pi\mu\omega}{c}}$$

p étant le périmètre du conducteur. On voit que la résistance est proportionnelle à la racine carrée de la résistivité. C'est déjà une première différence avec la loi d'Ohm classique, où la résistance est proportionnelle à la résistivité. Nous allons voir à quoi tient cette différence.

L'hypothèse faite au début conduit à supposer que le courant ne pénètre pas dans le conducteur au delà d'une profondeur ϵ . Cherchons à déterminer la couche dont l'épaisseur ϵ est telle que sa résistance en courant continu équivaut à celle du conducteur entier pour le courant haute fréquence. Toujours en supposant K assez grand pour avoir $R = KR_c$, on trouve sans difficultés

$$\epsilon = \frac{r}{2K} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\mu c f}}$$

L'épaisseur de la couche de pénétration est proportionnelle à la racine carrée de la résistivité. Comme cette épaisseur est toujours très petite, la section offerte au passage du courant croît aussi proportionnellement à la racine carrée de la résistivité, ce qui

explique bien pourquoi la résistance est de la forme

$$R = A \sqrt{\frac{1}{c}}$$

Il est à remarquer que ϵ ne dépend pas du rayon du conducteur, ce qui au fond n'a rien d'étonnant, puisque R est inversement proportionnelle à r .

En introduisant la quantité ϵ , l'expression de la résistance devient

$$R = \frac{l}{p} \frac{1}{\epsilon c}$$

et le rapport

$$K = \frac{R}{R_c} \text{ devient } K = \frac{S}{p} \frac{1}{\epsilon c}$$

S étant la section du conducteur.

On en déduit immédiatement que la résistance en haute fréquence est toujours plus grande que la résistance en continu, à cause de la présence du terme $\frac{1}{\epsilon}$ toujours grand.

On peut alors se demander, dans un but pratique, quelles sont les caractéristiques d'un conducteur cylindrique donnant le minimum de pertes pour le minimum de prix, c'est-à-dire le minimum de volume. On n'a qu'à prendre les deux équations

$$R = \frac{l}{p} \frac{1}{\epsilon c} = \frac{l}{2\pi r} \frac{1}{\epsilon c}$$

$$V = \pi r^2 l$$

dans lesquelles r est l'inconnue. La première se traduit par une hyperbole équilatère admettant les axes pour asymptotes ; la seconde par une parabole tangente à l'origine à l'axe des abscisses. Suivant que l'on veut des pertes réduites à tout prix, ou au contraire un prix de revient maximum à ne pas dépasser, on prendra l'une ou l'autre des valeurs r_0 ou r_1 .

Par exemple, pour des pertes inférieures à une certaine limite R_0 , et sans restriction de prix, on pourra prendre n'importe quelle valeur de r supérieure à r_0 .

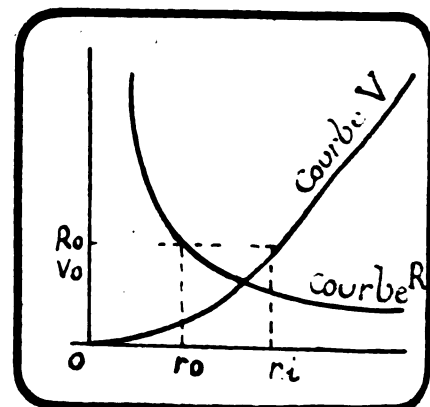


Fig. 3

Ceci montre que la question du rendement de tels conducteurs est uniquement au fond une question de crédits. Il peut en être autrement avec des sections géométriquement différentes. En effet, bien que le calcul précédent n'ait été fait que pour un conducteur cylindrique, on peut se demander si, pour un conducteur prismatique, le résultat n'est pas de même forme, et si en particulier le rapport $\frac{S}{p}$ n'intervient pas. Il n'est pas nécessaire de se lancer dans des calculs compliqués pour donner une réponse, l'expérience seule suffit : pour un poids de conducteur donné, c'est-à-dire pour une section donnée, la résistance en haute fréquence est d'autant plus faible que le rapport $\frac{S}{p}$ est plus petit, c'est-à-dire que le périmètre est plus grand. C'est donc bien que la résistance R' a une expression comparable à celle établie pour le conducteur cylindrique. Bien entendu, ce n'est qu'une analogie d'allure de la courbe, non une identité mathématique absolue. La différence n'est pas extrêmement sensible pour les sections affectant la forme de polygones réguliers à au moins quatre côtés, elle est considérable dans le cas limite du conducteur plan. Vu l'importance de ce dernier, nous allons le traiter plus en détail.

2° Résistance du conducteur plan indéfini

L'équation de répartition peut se déduire très simplement de celle trouvée plus haut pour le conducteur cylindrique. Si x est la distance au plan médian du plan considéré, on n'a qu'à faire ρ infini, et $d\rho = dx$. On trouve immédiatement

$$\frac{d^2 i}{dx^2} - 4\pi\mu c \frac{di}{dx} = 0$$

Comme précédemment, nous nous bornerons aux courants sinusoïdaux de pulsation ω . La considération des limites conduit alors à la solution

$$\frac{R}{R_c} + j \frac{L'\omega}{R_c} = kh \cotg kh$$

h étant l'épaisseur de la plaque, k un coefficient

$$k = m(1 + j)$$

avec

$$m = \sqrt{2\pi\omega\mu c}$$

$$j = \sqrt{-1}$$

En identifiant encore les parties réelles, on trouve :

$$\frac{R}{R_c} = mh \frac{\sin 2mh - sh 2mh}{ch 2mh - \cos 2mh} \quad (a)$$

Nous ne nous occupons que de la haute fréquence, par conséquent m est grand et mh aussi. Il faut donc voir la limite de cette expression quand mh

tend vers l'infini. Il est commode pour cela de remarquer que, les quantités $\sin 2mh$ et $\cos 2mh$ étant toujours finies, le rapport $\frac{R'}{R_c}$ a même limite que l'expression $lh 2mh$, c'est-à-dire 1. On peut donc écrire, pour mh grand

$$\frac{R}{R_c} = mh \quad (b)$$

On peut légitimement se demander à partir de quelle valeur de mh cette approximation donne une précision suffisante. Prenons par exemple $h = 1$ mm., et cherchons pour quelle longueur d'onde les deux valeurs du rapport $\frac{R'}{R_c}$ données par les formules (a) et (b) diffèrent de 1/100 en valeur relative. On n'a qu'à résoudre l'équation

$$\frac{\sin 2mh - sh 2mh}{ch 2mh - \cos 2mh} = 1 - \frac{1}{100}$$

par des développements en série, on trouve à peu près $mh = 3$. Prenons $mh = \pi$. On aura

$$\pi = \sqrt{2\pi\omega\mu c} \cdot h$$

$$1 = 2h \sqrt{\mu c}$$

en donnant aux lettres h, μ, c leurs valeurs numériques, on trouve à peu près une longueur d'onde de 7.000 m. Dans la plupart des cas usuels, et surtout pour les ondes courtes, cas dans lequel les pertes ont une importance considérable, on pourra donc légitimement prendre la formule :

$$\frac{R'}{R_c} = mh$$

Dans ce cas encore, on peut définir une couche de pénétration d'épaisseur ϵ . Un calcul très simple donne

$$\epsilon = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{\mu c f}}$$

On retrouve la même expression que précédemment, ce qui n'a rien d'étonnant puisque ϵ ne dépend que des propriétés électriques de la matière conductrice, et non de ses propriétés géométriques.

Ici, il est vrai, on ne peut guère parler d'une couche de pénétration, puisque le conducteur a deux faces que rien ne distingue l'une de l'autre. La quantité ϵ , trouvée plus haut, est l'épaisseur totale des deux couches de pénétration, chacune n'ayant pour épaisseur que $\frac{\epsilon}{2}$.

Le fait que les courants ont une répartition presque superficielle conduit logiquement à étudier le cas du tube conducteur de faible épaisseur, car dès que celle-ci est grande par rapport à la couche de pénétration, on retombe sur le cas envisagé au début, celui du conducteur cylindrique indéfini.

3° Résistance du tube conducteur indéfini

Nous ferons donc l'hypothèse que l'épaisseur de la paroi est faible en comparaison du diamètre moyen, ce qui revient à supposer que la différence des rayons de courbure des deux faces du conducteur est négligeable devant ces rayons. L'épaisseur étant en outre constante, l'équation de répartition est la même que celle du conducteur plan, mais la quantité h doit être prise égale à deux fois l'épaisseur de la paroi.

On arrive ainsi à la formule, dans laquelle e est l'épaisseur :

$$\frac{R'}{R_c} = 2me$$

On peut avoir l'expression de R' en fonction des données physiques et géométriques du conducteur, en calculant R_c

$$R_c = \frac{1}{c} \frac{l}{2\pi r e}$$

d'où

$$R = \frac{ml}{c\pi r}$$

avec $m = \sqrt{2\pi\omega\mu c}$

$$R = \frac{l}{r} \sqrt{\frac{4\mu f}{c}}$$

Seul le rayon du tube intervient, non son épaisseur. La couche de pénétration est toujours donnée par la formule

$$\epsilon = \frac{1}{2\pi \sqrt{\mu c f}}$$

CONCLUSIONS PRATIQUES

Dans tout ce qui précède, nous n'avons envisagé que la comparaison des différentes formes de conducteurs simples ; nous n'avons pas parlé des conducteurs composés, tels que fils divisés, bimétal, etc., car leur étude viendra après celle de l'influence de l'enroulement sur la résistance. Nous sommes arrivés aux formules suivantes : conducteur cylindrique plein

$$R = \frac{2\pi l}{p} \sqrt{\frac{\mu f}{c}}$$

conducteur plan

$$R = \frac{2\pi l}{a} \sqrt{\frac{\mu f}{c}}$$

tube conducteur

$$R = \frac{2l}{r} \sqrt{\frac{\mu f}{c}}$$

On peut réunir ces trois formules en apparence assez différentes en une seule

plus générale, dépendant d'un paramètre. On peut écrire

$$R = \frac{\alpha}{p} l \sqrt{\frac{\mu f}{c}}$$

p étant le périmètre du conducteur et α un paramètre dépendant de la forme de la section. On en obtient facilement quelques valeurs simples, par exemple le tableau suivant :

| Forme du conducteur | Valeurs de α |
|---------------------|---------------------|
| Fil plein rond..... | 2π |
| Fil carré..... | $\frac{\pi^2}{2}$ |
| Bande..... | 4π |
| Tube..... | 4π |

Mais ce n'est pas le périmètre du conducteur qui est la grandeur pratiquement intéressante ; c'est sa section ; introduisons donc les sections. On arrive aux formules :

fil rond plein :

$$R_1 = \frac{2\pi^2 r l}{s} \sqrt{\frac{\mu f}{c}}$$

bande :

$$R_2 = \frac{2\pi l h}{s} \sqrt{\frac{\mu f}{c}}$$

tube :

$$R_3 = \frac{4\pi l e}{s} \sqrt{\frac{\mu f}{c}}$$

On voit bien que, à égalité de section, c'est le conducteur tubulaire qui présente la résistance minima. En effet :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{2e}{\pi r}$$

et nous avons toujours supposé que e était petit devant r . De même on aura

$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{h}{2e}$$

h et $2e$ sont en général à peu près du même ordre de grandeur, donc R_2 et R_3 sont comparables, et par suite R_1 est petit devant R_2 . C'est donc le conducteur plein qui a le plus mauvais rendement, pour un même poids de cuivre. Les deux autres, au contraire, présentent le minimum de pertes pour le poids minimum ; c'est toujours eux que l'on emploiera quand l'énergie susceptible d'être dégagée en chaleur atteindra des valeurs élevées. Ici se pose la question très complexe du refroidissement : si le tube se prête bien au refroidissement par circulation d'eau, la bande par contre présente une surface rayonnante considérable, et suffisante dans la plupart des cas, par exemple à Sainte-Assise. Ce ne sont que

des questions secondaires qui permettent un choix, souvent arbitraire d'ailleurs.

CHANGEMENT DE RÉSISTANCE DES FILS PAR L'ENROULEMENT

On vient de voir que, dans le cas d'un conducteur cylindrique de grande longueur, la distribution du courant est sensiblement superficielle et uniforme tout le long d'une section droite. Le contraire d'ailleurs serait étonnant, puisque le champ magnétique produit par le courant est de révolution autour de l'axe du cylindre. Si on enroule le fil, la distribution spatiale du champ magnétique par rapport au conducteur

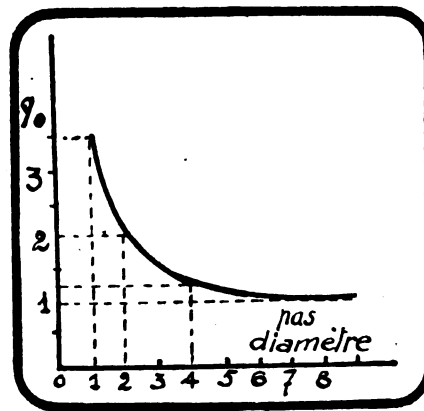


Fig. 4

est complètement changée, puisqu'il est sensiblement de révolution autour de l'axe de l'enroulement. Les courants induits sont alors produits par un champ résultant de la composition de deux champs de même période n'ayant pas une orientation relative constante en tous les points d'une même génératrice. Le problème mathématique devient beaucoup plus compliqué, mais on conçoit intuitivement que, le champ magnétique étant plus intense, les courants parasites doivent être eux-mêmes plus intenses ; les pertes par effet Joule sont plus importantes, ce qui correspond à une augmentation de la résistance telle que nous l'avons définie plus haut. La théorie n'a encore été faite que dans quelques cas particuliers. Nous ne nous occuperons que du cas des hélices en tube de cuivre et des hélices à spires jointives en fil carré.

1° Hélice en tube de cuivre

Pour déterminer les pertes par effet Joule dans de tels enroulements, on peut suivre la méthode imaginée par Abraham et Bloch. On assimile le conducteur réel à un conducteur parfait, et on détermine alors la distribution superficielle des courants, qui correspond naturellement à la self-induction minimum.

On admet ensuite que la distribution superficielle est la même pour des conducteurs réels. On admet encore que la répartition en profondeur, à partir de la distribution superficielle ainsi trouvée, est la même que pour le conducteur plan. Il faut naturellement pour cela que les rayons de courbure principaux de la surface du tube soient en tous points grands par rapport à l'épaisseur de paroi.

On arrive à la formule :

$$R'' = R' \times q_0$$

R'' est la résistance de l'hélice, R' la résistance en haute fréquence du fil rectiligne qui, nous l'avons vu plus haut, peut être prise égale à $K R_c$; q_0 est un facteur dépendant du rapport $\frac{\text{pas}}{\text{diamètre}}$ et dont les valeurs sont données par la courbe ci-dessous. Cette formule, si elle est simple, n'est pas d'une exactitude rigoureuse ; le nombre des hypothèses faites au départ indique bien les restrictions auxquelles on est conduit dès qu'on veut l'appliquer. En particulier, pour qu'elle soit valable, il faut que l'effet de peau soit très accusé, c'est-à-dire que le fil soit assez gros et l'onde assez courte. On peut en étendre le champ d'application en posant

$$q = 1 + (q_0 - 1) \sqrt{\frac{K - 1}{K}}$$

Ce qui conduit à

$$R'' = R' + R' (q_0 - 1) \sqrt{\frac{K - 1}{K}}$$

C'est le second terme qui donne l'augmentation de résistance ; on voit qu'il est le produit d'un facteur correspondant à la manière dont est fait l'enroulement, par un facteur dépendant de la fréquence. Il devait en être ainsi *a priori*.

2° Fil rectangulaire enroulé à spires jointives.

Il faut encore supposer la longueur de l'enroulement très grande par rapport à son diamètre, et celui-ci, très grand par rapport à l'épaisseur du fil.

On calcule une quantité a dont la valeur pour le cuivre est :

$$a_c = 0,1985 \sqrt{\frac{\mu c}{\mu c c}}$$

et pour un autre métal :

$$a = a_c \sqrt{\frac{\mu c}{\mu c c}}$$

puis on calcule :

$$\beta = 10 \tau \sqrt{2} a$$

τ étant l'épaisseur du fil suivant le

rayon en centimètres. Dès que β est supérieur à 4 on peut prendre :

$$\frac{R'}{R_c} = \beta$$

Pour les valeurs de β inférieures à 4 on peut donner le tableau suivant :

| β | $\frac{R'}{R_c}$ | β | $\frac{R'}{R_c}$ |
|---------|------------------|---------|------------------|
| 0 | 1,000 | 2,1 | 2,015 |
| 0,1 | 1,000 | 2,2 | 2,132 |
| 0,2 | 1,000 | 2,3 | 2,248 |
| 0,3 | 1,001 | 2,4 | 2,364 |
| 0,4 | 1,002 | 2,5 | 2,477 |
| 0,5 | 1,006 | 2,6 | 2,588 |
| 0,6 | 1,012 | 2,7 | 2,697 |
| 0,7 | 1,021 | 2,8 | 2,803 |
| 0,8 | 1,036 | 2,9 | 2,907 |
| 0,9 | 1,057 | 3, | 3,010 |
| 1, | 1,086 | 3,1 | 3,111 |
| 1,1 | 1,123 | 3,2 | 3,212 |
| 1,2 | 1,170 | 3,3 | 3,311 |
| 1,3 | 1,129 | 3,4 | 3,410 |
| 1,4 | 1,298 | 3,5 | 3,509 |
| 1,5 | 1,378 | 3,6 | 3,608 |
| 1,6 | 1,468 | 3,7 | 3,706 |
| 1,7 | 1,556 | 3,8 | 3,804 |
| 1,8 | 1,672 | 3,9 | 3,902 |
| 1,9 | 1,783 | 4, | 4,000 |
| 2 | 1,898 | | |

La valeur donnée par cette formule, dite formule du Bureau of standards, est relative à des conditions bien définies et idéales. Pour tenir compte des conditions réelles et pratiques, on est conduit à apporter différentes corrections.

1° Si les spires ne sont pas jointives on pose

$$\beta' = \beta \sqrt{\frac{b}{D}}$$

où b est l'épaisseur du fil suivant l'axe, et D le pas d'enroulement. On a alors

$$\frac{R'}{R_c} = \beta'$$

La précision de cette correction est bonne tant que $D < 3b$. Pour les valeurs de D supérieures à $3b$, le terme correctif est un peu trop faible ;

2° Si le diamètre de l'enroulement n'est pas très grand par rapport à l'épaisseur du fil dans le sens radial, il faut introduire une nouvelle correction. Il se trouve heureusement qu'elle est négligeable dans d'assez grandes limites de variations du rapport

$$\frac{\text{diamètre du fil}}{\text{diamètre de l'enroulement}}$$

On n'aura donc pas à s'en préoccuper ;
3° Dans la plupart des bobinages réels, le fil est de section circulaire — pour déterminer le terme correctif, on peut procéder ainsi : on cherche $\frac{R'}{R_c}$

pour un fil carré d'épaisseur égale au diamètre, et on pose

$$\frac{R}{R_0} = 1 + 0,59 \frac{R' - R'_c}{R'_c}$$

ou encore

$$\frac{R}{R_0} = 0,41 + 0,59 \frac{R'}{R'_c}$$

$\frac{R'}{R'_c}$ est donné par la formule du Bureau of standards, $\frac{R}{R_0}$ est alors donné avec une approximation d'environ 10 % ;

4° La formule a été établie en supposant que la longueur du bobinage était infinie, ou tout au moins très grande devant son diamètre ; en pratique, il en est autrement ; malheureusement, la correction à introduire est très difficile à déterminer *a priori* ; tout ce qu'on sait (et encore !) c'est quelle est de la forme

$$\frac{R}{R_c} = \frac{A}{\sqrt{\lambda}} + \frac{B}{\lambda^2}$$

le terme $\frac{A}{\sqrt{\lambda}}$ étant d'ailleurs équivalent à l'expression β dont on a donné des tables plus haut. Quant au terme $\frac{B}{\lambda^2}$, il dépend des caractéristiques géométriques de l'enroulement, et actuellement on ne peut guère le déterminer que par l'expérience et par des propriétés d'homogénéité et de similitude, dont l'exposé sortirait du cadre de cet article.

Bobines à couches multiples.

Tout ce que nous venons de dire ne s'applique qu'aux bobinages à une seule couche. S'il n'en est pas ainsi, l'expérience montre que la résistance en haute fréquence est plus grande que la résistance d'une bobine comportant le même nombre de spires, mais à une seule couche ; de plus le rapport $\frac{R'}{R_c}$ croît avec la fréquence, comme pour tout enroulement, et avec le nombre de couches. L'analyse des phénomènes est très compliquée, et, en particulier, le rôle de la capacité répartie est encore mal connu. À titre d'indication, on peut donner le tableau ci-après obtenu expérimentalement, pour des fils d'un diamètre de d millimètre.

Les chiffres du tableau n'ont pas la prétention de viser à une exactitude rigoureuse. Ils n'ont pour but que de montrer la croissance extrêmement rapide de la résistance avec le nombre de couches, surtout pour les petites ondes.

Tout ceci est relatif à des conducteurs simples. Envisageons maintenant les conducteurs composés, et d'abord les conducteurs bimétal.

| $\frac{\lambda}{d^2}$ | $\frac{R'}{R_c}$ | | |
|-----------------------|------------------|----------|----------|
| | 2 couch. | 3 couch. | 4 couch. |
| 3.000 | 10,1 | 23,0 | 39,6 |
| 4.000 | 8,9 | 19,3 | 34,6 |
| 5.000 | 7,8 | 16,6 | 30,0 |
| 6.000 | 6,8 | 14,5 | 25,6 |
| 7.000 | 6,0 | 12,8 | 22,0 |
| 8.000 | 5,4 | 11,2 | 19,0 |
| 9.000 | 4,8 | 9,7 | 16,4 |
| 10.000 | 4,3 | 8,6 | 14,0 |
| 15.000 | 2,7 | 4,1 | 6,2 |
| 20.000 | 2,1 | 3,7 | 5,2 |
| 25.000 | 1,8 | 3,0 | 4,2 |
| 30.000 | 1,5 | 2,3 | 3,2 |

Emploi des conducteurs bimétal.

Du moment que la théorie indique que les courants à haute fréquence ne se propagent qu'à la surface des conducteurs, une idée séduisante consiste à utiliser pour cette couche externe un métal à très haute conductibilité sans augmenter considérablement le prix de revient. Il suffit, en effet, que cette couche externe ait une épaisseur égale à celle de la couche de pénétration pour que tout se passe, au point de vue électrique, comme si le conducteur tout entier était constitué avec le métal à haute conductibilité. Dans ces conditions, dans les formules établies plus haut, la lettre c représente la conductivité de la couche externe. Les formules établies plus haut montrent que la résistance du conducteur simple est diminuée dans le rapport des racines carrées des résistivités. Par exemple pour le bimétal cuivre-argent, on a une diminution d'environ 1/10.

Emploi des fils divisés.

Au lieu d'employer un métal plus conducteur, on peut penser aussi à augmenter la surface du conducteur utilisé en associant un grand nombre de fils fins en parallèle, de manière à conserver à peu près la même section, mais en augmentant la surface. Cette idée si simple est d'une application assez compliquée car, si dans certains cas on obtient bien le résultat cherché, dans d'autres, au contraire, on constate une augmentation de la résistance en haute fréquence par rapport au fil unique. Donnons quelques résultats qui montreront ces cas singuliers.

D'abord quand il ne s'agit pas d'un enroulement, mais d'un conducteur ordinaire, on peut calculer le rapport $\frac{R'}{R_c}$ avec une certaine approximation de la manière suivante : On calcule le rapport $\frac{R'}{R_c}$ pour un des brins et pour la fréquence d'utilisation ; on calcule ensuite ce rapport pour un conducteur unique de section équivalente à celle

du conducteur divisé. Le rapport $\frac{R'}{R_c}$, pour ce dernier, est compris entre les deux valeurs ainsi trouvées, à environ $\frac{1}{3}$ ou $\frac{1}{4}$ de l'intervalle à partir de la limite inférieure. Ici l'avantage est manifeste (voir les formules ci-dessus).

Dans le cas d'un solénoïde, au contraire, le rapport $\frac{R'}{R_c}$ est nettement plus grand que pour un fil non enroulé et, même pour des fréquences élevées, la résistance peut devenir plus grande que pour un fil unique. La fréquence critique, pour laquelle la résistance du fil divisé est égale à celle du fil plein de même section, est d'autant plus élevée que les brins, sont plus fins et moins nombreux. On peut faire un calcul approximatif dans le cas de brins de faible diamètre (inférieur à 0,15 millimètres) régulièrement toronnés et pour des fréquences au moins trois fois plus faibles que la fréquence propre du solénoïde. On arrive à la formule

$$R' = R_c + \alpha \pi \sigma r^2 \omega^2 L$$

dans laquelle α est un coefficient variable, ne s'écartant jamais beaucoup de 1; σ est la densité moyenne de répartition du métal dans l'enroulement

$$\sigma = \frac{nP\pi r^2}{S}$$

n spires de P brins de rayon r , S section dans la gorge de la bobine du volume apparent de l'enroulement.

L est le coefficient de self.

Bien qu'elle ne soit pas d'une rigueur absolue, cette formule peut servir de guide; elle montre en particulier qu'il peut ne pas y avoir avantage à augmenter la quantité de cuivre. En effet, sans changer les emplacements des spires dans l'enroulement, faisons varier le nombre des brins; R_c varie en raison inverse de P , mais la résistance supplémentaire croît proportionnellement à P à cause de la présence de σ . Il y a une quantité de cuivre optimale qui rend les pertes minima, c'est celle pour laquelle les deux termes de R' sont égaux; on a alors

$$P^2 = \frac{2\sqrt{S^3}}{\pi^2 \sqrt{\pi} \sigma^2 r^2 \omega^2 L}$$

et la résistance en haute fréquence est

$$R' = 2R_c$$

Ceci montre bien que les fils divisés ne sont pas à employer dans tous les cas; si on reprend la formule du Bureau of standards, on remarque que β n'est limité inférieurement que par 0, et que, par suite, le rapport $\frac{R'}{R_c}$ peut descendre à 1. Dans le cas actuel, au contraire, il est toujours supérieur ou égal à 2.

Pour voir de manière précise dans quels cas l'une ou l'autre forme de conducteur est avantageuse, il faudrait les comparer à égalité de section; cela conduirait à des calculs fort longs et à des discussions très compliquées. Mais étant donné l'approximation souvent assez grossière des formules, les résultats généraux ainsi obtenus ne pourraient être que des indications. Il vaut mieux faire cette étude dans chaque cas particulier, en introduisant les corrections nécessitées par les conditions spéciales où on est placé.

II. PERTES DANS LES CONDENSATEURS

Un condensateur parfait serait celui où les milieux diélectriques interposés entre les armatures seraient sans hystérésis électrique et sans conductivité. Ce n'est qu'un cas idéal; on s'en rapproche au maximum par des condensateurs à air bien étudiés, mais ce n'est qu'une approximation. Un condensateur réel peut donc être considéré comme un condensateur parfait en série avec une certaine résistance R . Cette résistance peut être définie par

$$R = \frac{W}{i^2}$$

W étant la puissance dissipée dans le condensateur imparfait, i étant l'intensité efficace du courant qui le traverse.

Mesny a établi que W est proportionnel à la fréquence, au carré du champ électrique et au volume du diélectrique

$$W = k f F^2 v$$

donc

$$R = k \frac{f F^2 v}{i^2}$$

mais on a aussi

$$i = C \omega e$$

$$R = k \frac{f F^2 v}{C^2 \omega^2 e^2}$$

on a de plus

$$F = \frac{e}{c} \quad v = S e \quad \text{et} \quad C = \frac{S}{4\pi e}$$

pour un condensateur plan.

$$R = \frac{2k}{C \omega}$$

De cette formule, on peut tirer une conclusion relative au déphasage introduit par le condensateur parfait, et aussi une vérification de la loi de Mesny.

Le déphasage est donné par

$$\operatorname{tg} \varphi = RC \omega$$

donc

$$\operatorname{tg} \varphi = 2k$$

Si donc la loi établie par Mesny est rigoureuse, on doit avoir $\operatorname{tg} \varphi = C^2$. En pratique, on constate que l'angle de déphasage diminue avec la fréquence, par suite les pertes croissent avec la fréquence, mais non proportionnellement à celle-ci.

Ceci est relatif au condensateur seul; mais, dans la pratique, une capacité est très rarement isolée dans un circuit haute fréquence, elle est presque toujours associée à une self, soit sous forme de capacité répartie d'un enroulement, soit sous forme de condensateur branché en parallèle. La résistance d'un tel ensemble dépend de la répartition du courant le long du conducteur, répartition qui est loin d'être uniforme. Si on suppose une distribution uniforme de la self et de la capacité par unité de longueur — cas réalisé approximativement dans le cas présent — on arrive à une répartition sinusoïdale, et la résistance du fil seul est donnée par la formule

$$r = r' \times \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\sin 2x}{2x} \right)$$

On pose habituellement

$$\frac{1}{2} \left(1 + \frac{\sin 2x}{2x} \right) = m$$

d'où

$$r = m r'$$

r' étant la résistance du fil calculée comme si la distribution du courant était uniforme, c'est-à-dire donnée par les formules ci-dessus. x est un nombre

égal à $\frac{\pi \lambda_0}{2 \lambda}$, λ_0 étant la longueur d'onde fondamentale de l'enroulement et λ la longueur d'onde de travail. Pour obtenir cette longueur d'onde λ , mettons en parallèle un condensateur plan de surface S , d'épaisseur e , et une bobine de self L . On arrive à la formule

$$\rho = A \frac{L^2 S \sin x}{\lambda^2 e x}$$

A étant un coefficient dépendant de la nature du diélectrique, et x ayant la même signification que précédemment $x = \frac{\pi \lambda_0}{2 \lambda}$

Les valeurs de A pour quelques corps sont les suivantes :

| Nature du diélectrique | $A \times 10^2$ |
|------------------------|-----------------|
| Quartz | 1 à 2,5 |
| Mica | 0,5 à 1 |
| Paraffine | 1 à 3 |
| Verre | 10 à 25 |
| Pétrole | 4,4 |

Ces valeurs sont exprimées dans un système d'unités où L est en millihenrys, F en kilovolts/cm., f en kilocycles, λ en kilomètres, e en centimètres. Ce

ne sont d'ailleurs que des valeurs moyennes, les vraies valeurs variant considérablement avec le temps et l'échantillon.

Dans le cas du condensateur à air, la formule se simplifie et devient :

$$\rho = k \frac{L^2 \sin x}{\lambda^3 x}$$

Avec les mêmes unités que précédemment, k représente la résistance en ohms du condensateur pour une onde de 1.000 mètres. Les mesures ont montré que pour de bons condensateurs ordinaires de 2 à 3 millièmes de microfarad, ce coefficient k était voisin de 1, par contre, dans certains cas, il peut atteindre 4 ou 5.

De même l'exposant 3 de λ donné par la théorie n'est pas très bien confirmé par les mesures directes ; il vaut mieux prendre 2,8.

III. PERTES DANS LES DIELECTRIQUES

Les pertes dont nous venons de parler ont lieu uniquement dans les parties utiles du circuit : conducteurs et condensateurs. Elles ont le caractère commun d'être inévitables, de par la constitution même d'un circuit oscillant. Au contraire, celles dont nous allons nous occuper maintenant prennent naissance dans les masses étrangères au circuit électrique et, par conséquent, peuvent être évitées par la suppression, ou tout au moins par une meilleure disposition de ces éléments parasites.

Théoriquement, tout diélectrique soumis à un champ électrique variable est cause de pertes. Il en est donc ainsi en particulier de l'air ; mais si l'on considère d'une part que l'air est un excellent diélectrique, pour ainsi dire sans hystérésis, d'autre part, que les champs électriques n'ont une valeur importante qu'au voisinage immédiat des conducteurs, on concevra facilement que ces pertes peuvent être considérées comme inexistantes, surtout en comparaison de celles produites par les autres diélectriques.

Il n'y a guère à considérer que les carcasses des bobinages. Dans ce cas on ne peut guère donner que des formules approximatives, où les coefficients ne sont pas déterminés avec une grande précision, mais, tout inexactes qu'elles soient, ces formules donnent une idée de l'ordre de grandeur des pertes, et leur allure générale en fonction des variables du problème. Pour la commodité du langage nous désignerons par p ces pertes. En gros, p est d'autant plus grand que la carcasse comporte plus de matière, et que la qualité électrique de celle-ci est moindre. On détermine en général les pertes pour la longueur d'onde fondamentale

λ_0 de la bobine. On peut alors écrire :

$$p_{\lambda_0} = 0,88 B \sigma e \frac{L^2}{L^3} \left(1 + \frac{15 \alpha^2 \Gamma^2 N^2}{e^2} \right)$$

σ est la longueur d'une spire exprimée en mètres.

e l'épaisseur du diélectrique de la carcasse.

L la self-induction en millihenrys.

L la demi-longueur de la bobine.

α un coefficient inférieur à 1.

Γ la capacité par centimètre de fil.

N le demi-nombre de spires.

ϵ le pouvoir inducteur spécifique de la carcasse.

B un coefficient dépendant de la qualité électrique de la carcasse, et dont quelques valeurs sont données par le tableau suivant :

| Nature de la carcasse | $B \times 10^3$ |
|-----------------------|-----------------|
| Porcelaine | 7,1 |
| Ébonite | 5 à 7 |
| Bakélite | 28 |
| Presspahn | 20 |
| Soie | 8,75 |
| Émail | 10 |
| Coton gomme-laqué .. | 17 |
| Bois dur | 20 à 70 |
| Bois blanc | 20 à 200 |

Le simple examen des nombres de ce tableau, joint à la complexité de la formule, montre que l'approximation n'est qu'assez grossière. Mais cela vaut encore mieux que rien !

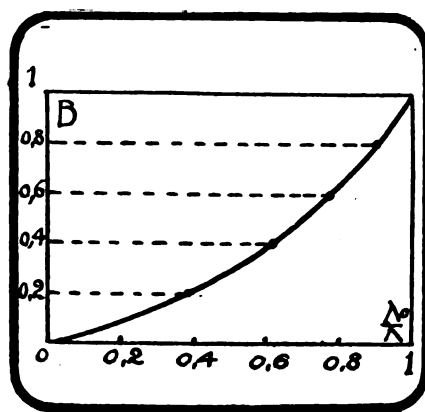


Fig. 5

Pour avoir les pertes sous une longueur d'onde différente de la fondamentale, on peut écrire

$$p_{\lambda} = p_{\lambda_0} \times \beta$$

les valeurs de β étant données par la courbe ci-contre en fonction de λ_0 / λ

Remarquons d'ailleurs que, pour de grands cadres, la croissance de β en

fonction de λ_0 / λ ne suit plus cette loi, et peut être traduite par la formule

$$\beta = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda} \right)^{1,8}$$

d'où

$$p_{\lambda} = p_{\lambda_0} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda} \right)^{1,8}$$

La première formule montre que, dans les conditions où elle est applicable, et pour une carcasse de bonne qualité électrique, les pertes deviennent négligeables pour des ondes de travail supérieures à trois fois la longueur d'onde fondamentale. Pour les cadres, il suffit que la longueur d'onde de travail soit supérieure à deux fois ou même une fois et demi la fondamentale. Maintenant, que faut-il entendre par « carcasse de bonne qualité électrique » ? On peut admettre que ce sont toutes les matières pour lesquelles

B ne dépasse pas $\frac{1}{50}$, c'est-à-dire — voir le tableau — la plupart des substances ordinairement employées, sauf le bois.

Pour appliquer la formule, il faut encore connaître approximativement la fondamentale de la bobine ; si on n'a pas d'ondemètre, on peut la calculer par la formule

$$\lambda_0 = 190 \sqrt{\sigma \cdot \sqrt{L}}$$

où σ est la longueur d'une spire en mètres, L la valeur de la self en millihenrys ; λ_0 est alors donné en mètres.

CONCLUSION

Dans cet exposé, peut-être un peu aride, et que l'ampleur du sujet nous a contraints à traiter d'une manière très superficielle, nous n'avons voulu que montrer l'importance relative des diverses causes de diminution de rendement à l'émission comme à la réception. Nous avons vu que certains remèdes se révèlent parfois pires que le mal, par exemple le fil divisé. Nous avons vu également comment il peut se faire que la présence d'une quelconque « matière moulée » puisse suffire à donner un rendement ridicule à un poste très bien construit par ailleurs. Les amateurs — et aussi les constructeurs — doivent avoir toujours présente à l'esprit la phrase employée comme réclame par une grande maison anglaise de haut-parleurs : « Une chaîne n'est pas plus solide que son maillon le plus faible. »

Comme application de ces théories, nous donnerons prochainement le principe et la réalisation d'un appareil destiné à mesurer le rendement d'un poste ou d'un élément de poste. La mise au point d'un appareil en sera grandement facilitée, car la localisation des défauts sera presque instantanée.

T. S. F. et calcul des probabilités

par J. GRANIER, Docteur ès sciences



LORSQU'ON entreprend d'étudier à fond certains problèmes intéressants de près ou de loin la T. S. F. (émission électronique, propriétés des gaz raréfiés, propagation des ondes...), on se heurte, dans bon nombre de cas, à des formules qui découlent du Calcul des Probabilités. On est tout d'abord étonné de trouver mélangés pêle-mêle les lois du hasard et les théorèmes d'algèbre ; on se demande même comment il se fait que le hasard puisse avoir ses lois. Puis, peu à peu, à mesure que l'on y réfléchit, on finit par reconnaître qu'au fond presque toutes nos connaissances ne sont que probables ; dans le petit nombre de choses que nous pouvons savoir avec certitude, dans les sciences mathématiques elles-mêmes, les principaux moyens de parvenir à la vérité, l'induction et l'analogie, se fondent sur les probabilités, en sorte que le système entier des connaissances humaines se rattache au calcul de ces quantités. Laplace, le grand savant et en même temps le profond philosophe, qui a tant contribué par son analyse mathématique au développement de ce moyen d'investigation, allait jusqu'à dire « qu'en ne considérant même dans les principes éternels de la raison, de la justice et de l'humanité que les chances heureuses qui leur sont constamment attachées, il y a grand avantage à suivre ces principes et de graves inconvénients à s'en écarter ; leurs chances, comme celles qui sont favorables aux loteries, finissent toujours par prévaloir au milieu des oscillations du hasard ».

Tous les événements, ceux même qui par leur peu d'importance semblent ne pas se soumettre aux grandes lois de la nature, en sont une conséquence aussi nécessaire que les mouvements des corps célestes. Dans l'ignorance des liens qui les unissent au système entier de l'univers, l'humanité les fait tantôt dépendre des causes finales, tantôt du hasard, suivant qu'ils se succèdent avec une grande régularité ou sans ordre apparent. Mais ces causes imaginaires doivent successivement reculer avec les bornes de nos connaissances et disparaître progressivement. Le mot « hasard » n'est que l'expression de notre ignorance.

Rappelons-nous qu'autrefois, à une époque qui n'est pas encore bien reculée une inondation, une période de

sécheresse extrême, l'apparition d'une comète, une aurore boréale et généralement tous les phénomènes extraordinaires, étaient considérés comme autant de signes de la colère céleste ; on invoquait le ciel pour détourner leur funeste influence. Et, cependant, on ne songeait pas à lui demander de modifier le cours du soleil et des planètes, car sa régularité même indiquait une cause bien définie. Tout au contraire, les apparitions de comètes, se produisant à intervalles aussi longs qu'irréguliers, semblaient contrarier l'ordre de la nature et faisaient supposer que le ciel irrité par les crimes de la terre les faisait naître pour annoncer ses vengeances. La longue et lumineuse queue de la comète de 1456 répandit la terreur dans l'Europe déjà épouvantée par les succès des Turcs qui venaient de renverser l'Empire d'Orient ; son retour ne produisit en 1759 rien de semblable. C'est qu'Halley, puis Clairaut, après avoir étudié sa marche dans tous ses détails avaient prévu sa nouvelle venue pour le début du mois d'avril de cette année. La connaissance des lois du système du monde, acquise depuis peu, avait dissipé les craintes enfantées par l'ignorance des vrais rapports de l'homme avec l'univers. Le philosophe Sénèque ne se trompait pas dans ses prédictions lorsqu'il écrivait : « Un jour viendra où, par une étude suivie de plusieurs siècles, les choses actuellement cachées éclateront avec évidence ; la postérité s'étonnera que des vérités si claires nous aient échappé. » Au fond, la régularité que l'astronomie nous montre dans le mouvement des planètes se retrouve certainement dans tous les phénomènes ; la courbe décrite par une simple molécule d'air est réglée à l'avance d'une manière aussi certaine que les orbites planétaires. Entre ces deux trajectoires, il n'y a d'autre différence que celle qu'y met notre ignorance.

Lorsque plusieurs événements sont également probables, également vraisemblables, on appelle « probabilité » pour qu'un de ces événements se produise le rapport du nombre des cas favorables au nombre de tous les cas possibles.

Ainsi, si nous avons dans notre poche trois pièces de monnaie identiques, la probabilité pour que nous en tirions une pièce déterminée est égale à $1/3$; si nous n'avons que des pièces

de cinq sous, la probabilité pour que nous en tirions une pièce de deux francs est nulle, tandis que la probabilité que nous sortions une pièce quelconque de cinq sous est égale à 1.

La définition que nous venons de donner est tout à fait logique. Faisons toutefois remarquer que dans le langage courant on adopte souvent, sans s'en douter le moins du monde, une définition bien différente. Ainsi, quand on dit qu'un événement est infiniment probable, que sa probabilité est extrêmement grande, on prend pour exprimer cette probabilité le rapport du nombre des cas favorables au nombre des cas défavorables. Tout cela, d'ailleurs, n'est qu'une question de mots : pour nous en tenir à la définition que nous avons donnée, nous dirons que la probabilité d'un événement certain est égale à 1, que, si le nombre des cas favorables et le nombre de cas défavorables sont égaux, la probabilité est $1/2$ et qu'enfin, si l'événement envisagé est impossible, la probabilité pour qu'il se produise est nulle.

Pour bien nous faire comprendre, donnons quelques exemples simples.

1^o Dans une caisse sont placées en vrac 20 lampes dont 15 bonnes et 5 brûlées. On en tire une au hasard. Quelle est la probabilité pour qu'elle soit bonne ?

Le nombre de cas possibles est 20 ; le nombre de cas favorables est 15. La probabilité pour que la lampe tirée soit bonne est $15/20$ ou $3/4$; la probabilité pour qu'elle soit mauvaise est $1/4$.

Naturellement, pour que notre raisonnement soit exact, il faut qu'extérieurement toutes les lampes soient identiques et qu'elles aient été bien mélangées. La probabilité ne serait certainement plus la même si l'on avait à choisir, parmi de vieilles T. M. couvertes de poussières et de vert de gris, des lampes à écran ou des lampes à gros filament.

2^o On monte une détectrice à réaction, mais on ignore les pôles de la batterie de plaque ainsi que le sens d'enroulement de la bobine de réaction. Quelle est la probabilité pour que les connexions correspondantes soient bien faites ?

Pour que le poste soit bien monté, il faut d'abord que le pôle positif de la batterie soit relié à la plaque : un seul cas favorable sur deux possibles. Il faut en outre que la bobine de reac-

tion soit reliée du côté convenable : encore un seul cas favorable sur deux possibles. Au total, 4 cas possibles parmi lesquels un seul de favorable ; la probabilité est $1/4$.

Faisons encore remarquer que nous supposons n'avoir aucun indice qui nous permette de préférer une extrémité du fil à une autre ; par exemple la batterie de plaque ou la bobine de réaction sont réunies à des câbles souples torsadés. En pratique, il y a de fortes chances pour que la bobine d'accord et la bobine de réaction soient enroulées dans le même sens si elles proviennent du même constructeur, pour qu'un même fabricant de pile ait la manie de mettre tel pôle de pile plutôt à droite qu'à gauche, en haut plutôt qu'en bas, etc...

En généralisant cet exemple particulier, on arrivera facilement au théorème fondamental suivant : *Si un événement suppose la réalisation simultanée de deux événements M et N, sa probabilité est le produit de la probabilité de M par la probabilité de N, cette dernière étant calculée dans l'hypothèse que M s'est déjà produit.*

3° Compliquons un peu le problème. Perçons par exemple 4 trous dans une plaque d'ébonite ; quelle est la probabilité pour que nous puissions y enfoncer les broches d'une triode ? Nous supposons naturellement que ces trous ont été tracés tout à fait au hasard.

Précisons les données. Notre plaque d'ébonite a par exemple 20 % de long et 30 % de large ; nos trous ont le diamètre réglementaire, mais les broches de nos triodes sont assez élastiques pour permettre un jeu de 1 %. Enfin, nous voulons que le support de lampe ainsi réalisé soit situé au milieu de la plaque et orienté dans un sens déterminé, la grille à gauche par exemple.

Dans ces conditions, la place de la broche grille est parfaitement déterminée, à 1 % près. Or, il y a dans la plaque $200 \times 300 = 60.000$ millimètres carrés ; il n'y a donc qu'une chance sur soixante mille qu'elle soit à sa place. Même raisonnement pour chacune des autres broches. Au total, la probabilité pour que l'on réalise dans ces conditions un support de triode est $\left(\frac{1}{60.000}\right)^4$ soit environ 10^{-19} .

La population du monde entier y travaillant à l'aveuglette pendant des siècles et des siècles aurait fort peu de chances d'y arriver une seule fois.

On calculerait de la même manière la probabilité pour que ce numéro du Q. S. T. ait été en entier tapé à la machine à écrire par un enfant de 6 mois frappant au hasard sur le clavier ou par un aveugle chinois ne sachant pas le français ; cette probabilité est si faible qu'elle dépasse toute imagination.

4° Voici maintenant un problème classique qui se prête facilement à une

vérification expérimentale et dont la solution est due à Buffon, le célèbre naturaliste, qui ne dédaignait nullement les passe-temps mathématiques.

Traçons sur une feuille de papier horizontale des droites parallèles équidistantes, puis jetons au hasard sur cette feuille une aiguille dont la longueur est égale à la distance de deux parallèles consécutives. Quelle est la probabilité pour que cette aiguille rencontre une quelconque des parallèles ?

Traçons le problème sans calcul, en faisant simplement appel au bon sens. Tout d'abord généralisons le problème ; au lieu de jeter une aiguille rectiligne de longueur donnée, jetons une aiguille rectiligne de longueur quelconque ; il est clair que la probabilité est

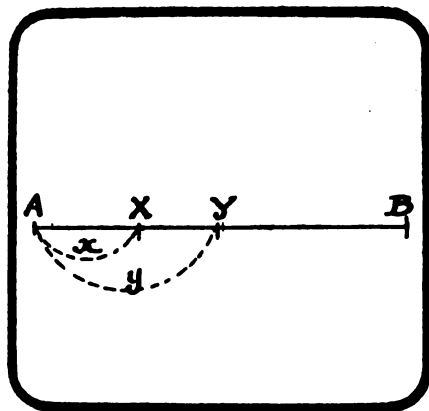


Fig. 1

proportionnelle à la longueur de l'aiguille. Jetons deux aiguilles, trois aiguilles, un nombre quelconque d'aiguilles ; la probabilité est proportionnelle au nombre d'aiguilles, que ces aiguilles soient indépendantes ou liées les unes aux autres pour former une ligne brisée. Nous arrivons donc à ce résultat tout à fait général : La probabilité est proportionnelle à la longueur de la ligne que l'on jette, que celle-ci soit rectiligne, brisée ou même courbe (car une ligne courbe peut être considérée comme une ligne brisée de côtés infiniment petits) ; cette probabilité a pour expression

$$p = kl$$

en désignant par l la longueur de la ligne et par k un coefficient indépendant de sa forme.

Pour trouver la valeur de k , considérons une circonférence que nous jetons entre des parallèles dont la distance est égale au diamètre ; il y a toujours 2 points de rencontre, chaque fois le nombre de points de rencontre est nécessairement deux fois plus grand que le nombre d'expériences. Comme la longueur de la circonférence est égale à πD , D désignant la distance des parallèles, on peut écrire

$$2 = k \times \pi D \quad \text{ou} \quad k = \frac{2}{\pi D}$$

Maintenant que ce cas particulier nous a permis de trouver la valeur de k , revenons à notre aiguille rectiligne de longueur D . La probabilité d'une rencontre est, d'après la formule donnée plus haut :

$$p = \frac{2}{\pi D} \times D = \frac{2}{\pi}$$

Ainsi, le nombre π entre dans l'expression de cette probabilité. Au fond, cela n'a rien de surprenant : nous jetons notre aiguille dans une direction quelconque, tandis que la chance de rencontrer les traits tracés sur notre papier dépend de la grandeur de la projection de cette aiguille sur un axe fixé ; nous trouvons comme probabilité la moyenne des sinus d'un arc variant de 0 à 90°, le rapport du diamètre à la demi-circonférence.

Si au lieu de prendre l'aiguille égale à la distance des parallèles nous la prenons deux fois plus courte, la probabilité n'est que $\frac{1}{\pi}$. On a donc un moyen élégant de déterminer le nombre π ; il suffit d'une série de droites parallèles dont la distance est deux fois la longueur d'une aiguille. Je viens de faire moi-même l'expérience avec les lames du plancher et une boîte d'allumettes ; en jetant dix allumettes au plafond puis en comptant celles qui rencontraient une raie du plancher, j'ai trouvé successivement 3, 3, 4, 3... ; je n'ai pas eu la patience d'aller plus loin. Si j'avais continué toute la journée, en divisant le nombre total d'allumettes lancées par le nombre de rencontres, j'aurais certainement trouvé π avec une ou deux décimales exactes.

5° Rien de plus fréquent pour un sans-filiste que d'embrouiller un rouleau de fil. Voici donc un petit problème qu'il aura souvent l'occasion de se poser. Un fil de 10 mètres de longueur est complètement embrouillé et l'on a besoin d'en enlever 1 mètre, pour effectuer une connexion, par exemple. A cet effet on donne, au hasard, deux coups de pince coupante et on prend le morceau intermédiaire. Quelle est la probabilité pour que celui-ci ait une longueur supérieure à 1 mètre ?

Soient A et B (fig. 1) les extrémités du fil considéré, X et Y les endroits où l'on donne les coups de pince ; désignons par x et y les distances AX et AY, puis portons sur deux axes rectangulaires ces valeurs de x et de y , ce qui nous définit un point M (fig. 2).

Puisque le fil est parfaitement embrouillé et que nous donnons les coups de pince au hasard, les points X et Y n'ont pas plus de chances de se trouver en un endroit plutôt qu'en un autre, autrement dit le point M n'a pas plus de chances de se trouver dans une région que dans une autre à l'intérieur du carré ONPR de 10 mètres de côté.

Tous les points M du carré ONPR correspondent à une valeur bien déterminée pour x et pour y , c'est-à-dire

à deux coups de pince bien définis, c'est-à-dire encore à une certaine longueur pour le morceau de fil enlevé ; ils représentent tous les cas possibles. Mais quels sont les cas favorables ? Ce sont ceux pour lesquels la valeur absolue de $x - y$ est inférieure à 1, c'est-à-dire ceux pour lesquels le point M est situé à l'extérieur des droites ST et UV parallèles à la bissectrice et telles que $OU = TP = 1$.

La probabilité pour que la longueur coupée soit supérieure à 1 mètre est donc égale au rapport :

$$\frac{\text{aire UVR} + \text{aire SNT}}{\text{aire ONPR}} = \frac{9 \times 9}{10 \times 10} = \frac{81}{100}$$

Ainsi, il y aura environ 4 chances sur 5 pour que le morceau coupé soit assez long pour faire la connexion demandée et 1 chance sur 5 pour qu'il soit trop court.

Si nous avions voulu couper un morceau de 5 mètres, nous n'aurions plus eu cette fois que 25/100 comme probabilité, soit 1 chance sur 4 de réussir.

6° Voici enfin une caisse qui contient un certain nombre de lampes d'aspects extérieurs identiques mais de prix différents : 20 lampes à 37 fr. 50, 10 lampes à 42 francs et 5 à 49 francs. On choisit au hasard deux de ces lampes et on trouve qu'elles sont d'un prix différent. Quelle est la probabilité pour que la plus chère des deux coûte 49 francs ?

La première des lampes tirées peut être une lampe à 49 francs ; dans ces conditions si l'on en tire une seconde, la probabilité pour que la première soit la plus chère est

$$\frac{20 + 10}{20 + 10 + 4} = \frac{30}{34}$$

car le nombre de cas possibles est alors de 34 tandis que le nombre de cas favorables est de 30.

La première des lampes tirées peut au contraire être une lampe à 42 francs ; dans ces conditions, la probabilité pour la que première soit plus chère que la deuxième n'est plus que

$$\frac{20}{20 + 9 + 5} = \frac{20}{34}$$

Et enfin, la première des lampes peut être une lampe à 37 fr. 50 ; dans ces conditions la probabilité pour que cette lampe soit plus chère que la seconde est évidemment nulle.

Nous venons d'examiner successivement trois cas possibles, et dans chacune de ces hypothèses nous avons calculé des probabilités qui ont pour valeurs respectives 30/34, 20/34 et 0. Mais ces trois cas sont-ils également probables ? Evidemment non puisque le nombre des lampes n'est pas le même dans chaque catégorie. La probabilité pour tirer le premier coup une lampe

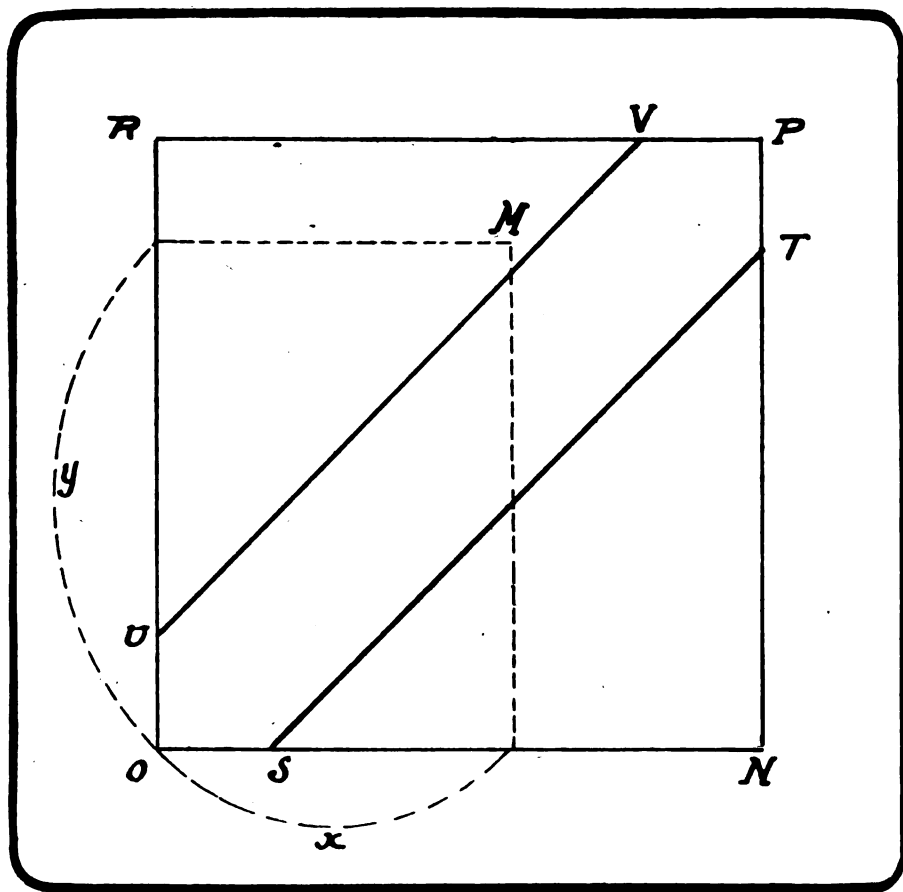


Fig. 2

à 49 francs est 5/35 puisqu'il y a 5 lampes à 49 francs et 35 lampes en tout ; la probabilité pour tirer le premier coup une lampe à 42 francs est 10/35 et enfin la probabilité pour tirer le premier coup une lampe à 37 fr. 50 est 20/35.

Ceci posé, il nous est facile de répondre à la question primitive. Pour que le premier cas se produise, la probabilité est 5/35 et pour que, dans cette hypothèse, la lampe de 49 francs soit plus chère que la seconde lampe tirée, la probabilité est de 30/34. Nous pouvons donc représenter le nombre de cas favorables par

$$\frac{5}{35} \times \frac{30}{34}$$

tandis que le nombre de cas possible sera

$$\frac{5}{35} \times \frac{30}{34} + \frac{10}{35} \times \frac{20}{34} + \frac{20}{35} \times 0$$

La probabilité demandée est le rapport de ces deux nombres, soit

$$\frac{5 \times 30}{5 \times 30 + 10 \times 20} = \frac{3}{7}$$

c'est-à-dire un peu inférieure à 1/2.

7° Lorsque le nombre de cas favorables ou défavorables est très grand, il devient très pénible sinon impossible de les dénombrer un à un ; on aura alors recours au calcul algébrique.

Mettons par exemple dans un chapeau deux boules, l'une noire N, l'autre blanche B et tirons au hasard p fois de suite l'une de ces boules en la remettant ensuite. Inscrivons les résultats de ces tirages successifs sous la forme d'une série BNNBNB... obtenue en écrivant B chaque fois qu'il sort une boule blanche et N chaque fois qu'il en sort une noire. Combien pouvons-nous obtenir de séries différentes ?

La réponse est immédiate : le nombre de séries est 2^p . La probabilité pour qu'une de ces séries donnée à l'avance sorte est $\frac{1}{2^p}$. En particulier,

nous n'avons qu'une seule chance sur 64 pour que six tirages successifs nous donnent toujours une boule blanche, ou encore pour que nous obtenions alternativement une boule blanche puis une noire.

Les résultats sont bien différents quand, au lieu de considérer à la fois la couleur et le rang des boules, nous n'envisageons que leur couleur sans faire attention à l'ordre dans lequel elles ont été tirées. Il est, par exemple, très difficile de ne tirer que des boules blanches parce que ce cas ne correspond qu'à une seule liste BBBB... ; il est, au contraire, relativement facile de tirer autant de blanches que de noires parce que ce résultat peut s'obtenir au moyen de bon nombre de

listes telles que BNBNNB ou NBNBNB ou BBB NNN etc.

D'une manière plus générale, précisons que, si on joue p parties successives, il y a 2^p listes possibles et que parmi celles-ci il n'y en a que

$$\frac{p(p-1)(p-2)(p-3)\dots(p-m+1)}{1 \cdot 2 \cdot 3 \dots m}$$

qui contiennent m boules de couleur déterminée.

8°) Soient par exemple posés sur une table les 60 premiers numéros du Q S T. On en tire 8 au hasard. Quelle probabilité pour que tous les numéros de décembre soient parmi ces huit ?

Le nombre de combinaisons possibles est

$$\frac{60 \cdot 59 \cdot 58 \dots 53}{1 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 4 \cdot 5 \cdot 6 \cdot 7 \cdot 8}$$

Combien y-a-t-il de cas favorables ?

Il y a 5 numéros de décembre. Si donc parmi les 8 que l'on a tirés figurent ces

5 numéros, il n'y en a que 3 qui ne soient pas de décembre dans le lot tiré et il en reste 52 sur la table. Obtenir un résultat favorable, c'est donc tirer 3 numéros parmi les 55 qui ne sont pas de décembre. Le nombre de cas correspondant est donc :

$$\frac{55 \cdot 54 \cdot 53}{1 \cdot 2 \cdot 3}$$

La probabilité demandée est donc le rapport de ces deux quantités, soit :

$$\frac{4 \cdot 5 \cdot 6 \cdot 7 \cdot 8}{56 \cdot 57 \cdot 58 \cdot 59 \cdot 60}$$

ce qui fait environ 1 chance sur 100.000.

9°) Lorsqu'on a à calculer des produits de la forme $1 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 4 \cdot 5 \dots p$, si le nombre p est très grand, dépasse la centaine par exemple, les calculs deviennent impraticables si l'on se borne à faire des multiplications successives. Ils se simplifient relativement

si l'on additionne des logarithmes, mais sont encore fastidieux. La vraie méthode consiste à remplacer ce produit par une expression algébrique beaucoup plus simple et ayant à peu près même valeur numérique. En particulier, la formule de Stirling :

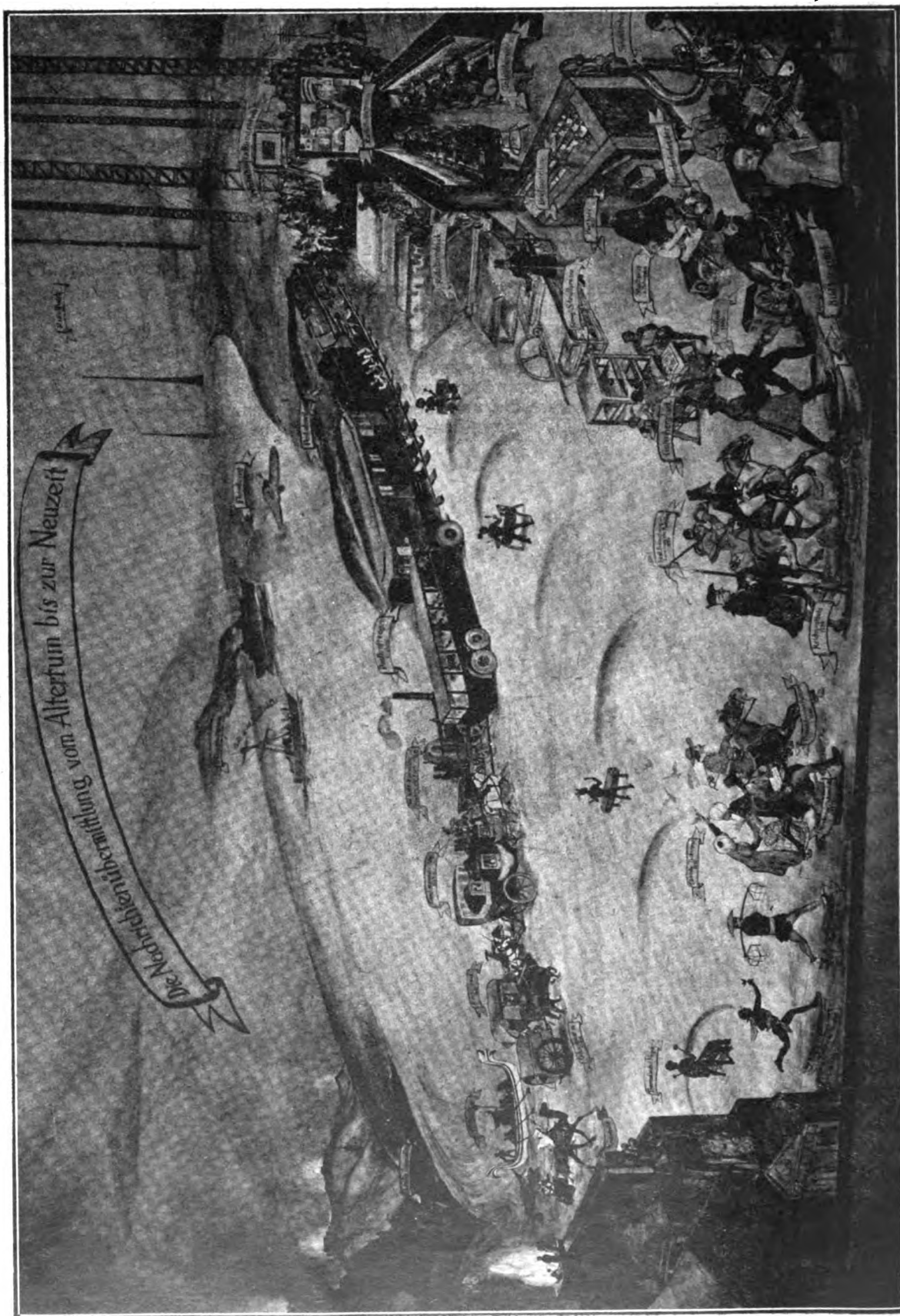
$$1 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 4 \dots p = p^p e^{-p} \sqrt{2\pi p}$$

dans laquelle $e = 2,718$ et $\pi = 3,1416$ donne une approximation bien suffisante dès que p dépasse 20 ou 25. L'erreur, par défaut, est de l'ordre de

$\frac{1}{12p}$, c'est-à-dire est inférieure au millièème dès que p dépasse 100.

On voit par ces exemples combien est fécond et souple le calcul des probabilités. Que faut-il pour le mener à bien dans la plupart des cas ? Un peu de bon sens. Aussi sommes-nous sûrs que ce petit article aura su intéresser nos lecteurs, car le bon sens est une chose qui ne manque pas chez les sans-filistes.





A L'EXPOSITION DE BERLIN. — L'HISTOIRE DES COMMUNICATIONS ENTRE ÊTRES HUMAINS

L'EMISSION

Les transformateurs utilisés à l'émission

par André PLANÈS-PY, f8EI

■ ■ ■ ■ ■

LES transformateurs sont utilisés dans l'émission d'amateur non seulement pour transmettre les courants de basse fréquence à la lampe modulatrice, mais encore pour abaisser ou élever le voltage du secteur en vue de l'alimentation des filaments et des plaques des lampes oscillatrices, modulatrices et amplificatrices. L'amateur a donc grand intérêt à connaître les données qui lui permettront de réaliser lui-même, à peu de frais, moyennant seulement un peu de patience, ces organes importants.

Les transformateurs nécessaires à l'alimentation d'un circuit d'émission, graphie ou phonie, sont employés pour abaisser la tension du secteur en vue de l'alimentation directe du ou des filaments — et, dans ce cas, le débit exigé, assez important, peut atteindre 6 à 8 ampères — et également pour fournir à la plaque un courant de tension élevée (400 à plus de 1.000 volts) sous un débit bien plus modeste de l'ordre du dixième d'ampère seulement.

Avant d'envisager la réalisation de ces transformateurs haute et basse tension, il est bon de savoir auparavant le nombre de tubes oscillateurs et modulateurs que l'on se propose d'alimenter.

Conseils généraux pour l'établissement de transformateurs haute et basse tension. — Un transformateur devra avant tout avoir un bon rendement et une consommation aussi faible que possible à vide. Sa température ne devra pas s'élever lorsque son circuit secondaire est ouvert, elle ne doit pas atteindre une valeur exagérée lorsque l'organe est en service. Ses enroulements doivent être très bien isolés les uns des autres et de la masse. L'assemblage des tôles ne devra pas se faire par écrous et boulons au travers de celles-ci sans un isolement soigné sous peine de constituer un secondaire pouvant occasionner la détérioration du transformateur. Enfin les tôles doivent être solidement assemblées pour éviter qu'elles n'entrent en vibration lorsque le primaire est sous tension. On aura alors des trans-

formateurs silencieux qui ne produiront pas de « ronflements » désagréables.

Le noyau métallique feuilleté des transformateurs doit être de préférence constitué par de la tôle mince au silicium de quelques dixièmes de millimètre d'épaisseur (5/10 environ). Cette tôle se trouve assez rarement détaillée dans le commerce et à notre avis il serait à désirer qu'elle fût mise en vente comme elle l'est dans cer-

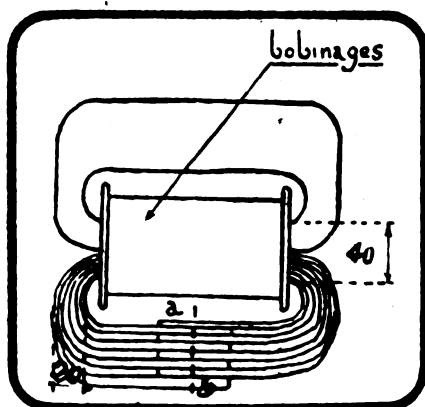


Fig. 1.

tains pays où l'amateur peut se procurer des noyaux de fer au silicium constitués par des tôles en E imbriquées facilitant singulièrement la réalisation des transformateurs. Nous avons sous les yeux une annonce relevée dans une revue d'outre-Atlantique et suivant laquelle des noyaux de tôles pures au silicium, d'origine suédoise, isolées chacune par une feuille de papier extrêmement mince collée, et de sections utiles de 5,30, 12,25 et 16 cm² de surface, sont mises en vente aux prix respectifs de 45, 110 et 120 francs. Ces prix ne sont pas excessifs si on considère la valeur de l'argent dans le pays (Argentine) et l'économie qu'ils permettent de réaliser sur l'achat d'un transformateur tout monté.

A défaut de tôles au silicium on pourra employer de la vulgaire tôle pour tuyaux de poêle recuite : la couche d'oxyde qui recouvrira alors

la surface des lames augmentera l'isolement entre celles-ci (assuré par du vernis à la gomme laque). Pour certains transformateurs de dimensions réduites, le simple feuillard d'emballage est d'un emploi commode : livré en bandes de grande longueur, il est facile à couper à la cisaille pour réaliser un noyau en X. Enfin, on peut employer une carcasse provenant d'un transformateur hors d'usage, dont on aura enlevé les enroulements.

Les transformateurs 600 périodes d'origine française ou allemande (transformateurs primaire 180 volts, secondaire : 6.000 volts, tôles en E imbriquées, enroulements en galettes) sont précieux pour réaliser des transformateurs pour la tension A (Filaments). On peut en trouver pour une somme modique chez des revendeurs soldant du vieux matériel d'armée réformé.

Formes du circuit magnétique. — Le transformateur pourra présenter différentes formes sans que son rendement en soit affecté ; il suffit que son circuit magnétique soit suffisant, bien fermé sur lui-même, et que le rapport des différentes variantes (surface du fer, valeurs du primaire et du secondaire) soit convenable.

On fera en sorte, avant tout, que le fer présente une assez grande surface de façon à dissiper la chaleur produite ; théoriquement, il conviendrait de prévoir un décimètre carré de fer extérieur par 5 watts dépensés dans le transformateur ; cette condition est aisément réalisable et est indispensable pour des accessoires travaillant en service continu (émissions de longue durée, charge d'accumulateurs, etc.). La forme la plus simple que l'on peut donner est indiquée par la figure 1, elle a été adoptée par des constructeurs français bien connus des amateurs émetteurs (Eddy nouveaux modèles, Ferrix, etc.).

La tôle sera découpée en bandes de 40 millimètres de largeur qui seront empilées les unes sur les autres de façon à former un noyau de 40×40 millimètres. Autour de celui-ci sont disposés les deux bobinages P et S et les bandes sont repliées les unes sur

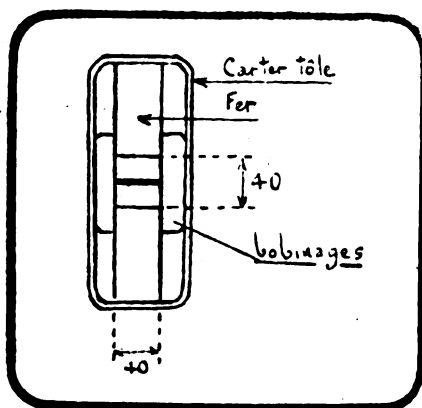


Fig. 2.

les autres ainsi qu'il est indiqué par la figure 1 dans laquelle l'épaisseur des lames a été à dessein exagérée pour montrer le chevauchement. On remarquera que les lames externes doivent avoir une longueur beaucoup plus grande que les lames internes. Faute d'observer cette précaution, le circuit magnétique ne pourrait être fermé efficacement. L'épaisseur devant être naturellement plus considérable suivant le plan *a-b*, il est préférable de donner aux tôles une longueur plus grande et de les couper au repliage à l'endroit voulu.

Les tôles peuvent être maintenues de la façon indiquée figure 2 par un carter soudé C ou par un simple enroulement en fil de fer ou en ficelle forte (à fouet).

Cette forme de fer est d'autant plus séduisante qu'elle assure une bonne ventilation des bobinages et qu'elle abrège le temps nécessaire à la réalisation du transformateur ; mais si on a, par la suite, une modification à apporter au secondaire, on se trouve gêné.

Le modèle de la figure 3 permet le démontage rapide du fer et rend les bobinages très accessibles ; nous le recommandons pour un transformateur-élévateur de tension.

Les tôles sont découpées en forme d'U de deux dimensions différentes (fig. 4 A et B) placées pour le montage l'une en face l'autre et en alternant

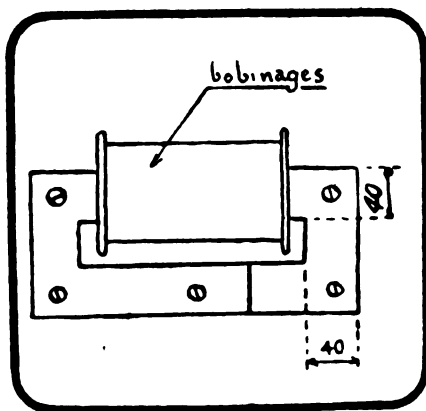


Fig. 3.

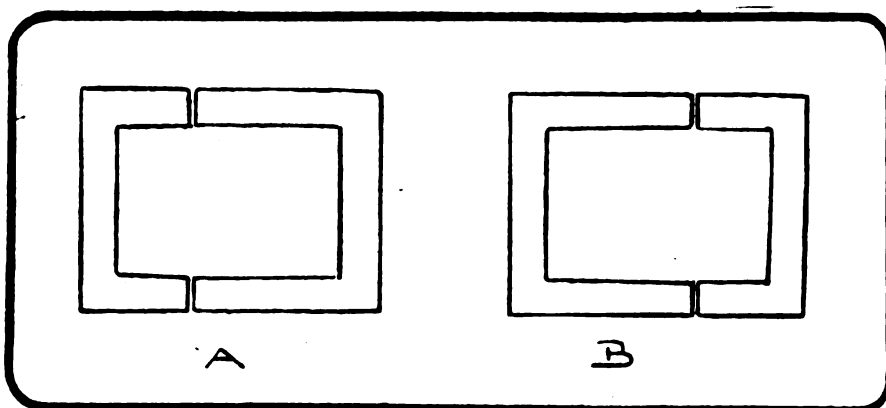


Fig. 4.

dans la même position les deux types de chaque côté : de cette façon, un U à branches longues recouvrira la jonction de deux pièces précédentes et ainsi de suite. Le noyau sera régulier et ne présentera pas d'épaisseur exagérée comme cela ne manquerait pas de se produire si on alternait une pièce en U et une lame droite. Une disposition analogue est indiquée par la figure 5 A et B montrant comme la figure 4 deux opérations consécutives du montage.

Les bobinages seront placés (à couches successives ou à galettes assemblées) sur l'une des branches de plus grande longueur.

Une certaine attention sera apportée à l'assemblage des tôles.

Celles-ci seront maintenues solidement appliquées au moyen de plaquettes latérales assemblées par des tiges filetées. On peut toutefois percer le noyau et placer une vis ou une tige filetée ; dans ce cas il est indispensable que la tige métallique traversant toutes les tôles soit isolée de celle-ci par un canon en matière isolante, faute de quoi on constituerait un secondaire dans lequel serait induit un courant de faible voltage mais sous un débit tel (si la puissance du transformateur est suffisante) que la tige peut être portée au rouge. On évitera aussi de disposer deux vis ou tiges

filetées (même isolées par des canons) dans un même plan perpendiculaire aux lames : le secondaire, dont nous parlons, serait formé par les deux tiges et les lames extrêmes si les écrous ne sont pas isolés de celles-ci. La figure 6 donne des indications utiles à cet effet.

L'assemblage se fera donc de préférence à l'aide de deux plaquettes de fer (fig. 7) réunies par des tiges filetées et des écrous.

On peut adopter pour la disposition des bobinages celle indiquée par la figure 7 qui permet d'apporter aux enroulements toutes les modifications désirées et qui facilite le montage et le démontage. Malheureusement le rendement obtenu, nettement inférieur, ne compense pas les avantages énoncés.

Réalisation des bobinages. — Ceux-ci devront être soigneusement effectués et surtout bien isolés. Il ne faut pas oublier que nous pouvons avoir des tensions élevées : 500, 1000 ou même 2000 volts pour les modèles de H. T. et qu'il serait désastreux qu'une inattention compromette le travail de plusieurs heures. Le fil employé, tant au primaire qu'au secondaire, devra être d'une section suffisante (faute de quoi la puissance de l'organe serait réduite) et bien isolé. On préférera le fil deux couches coton. Nous donne-

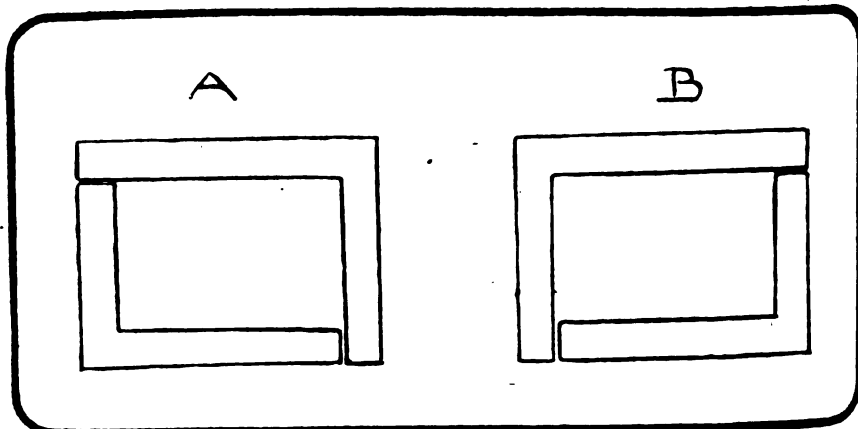
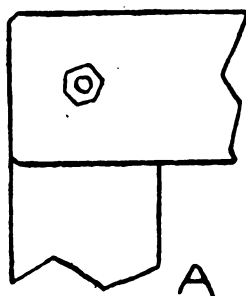


Fig. 5.



Toléré à con-
dition d'iso-
ler la tige
filétée par
un manchon
de presspahn

Fig. 6 A.

rons au paragraphe suivant : « Calcul des transformateurs », les diamètres convenables.

Le fil de cuivre deux couches coton — surtout lorsque le diamètre est important — étant d'un prix assez élevé, l'amateur « bricoleur » pourra user du « tuyau » ci-dessous :

Il existe dans toutes les villes un peu importantes un garagiste s'occupant du rebobinage de machines électriques d'autos dynamos ou démarreurs ; ce commerçant a souvent en stock du vieux fil dit « carcasse » (6 à 8/10) retiré des appareils hors d'usage ou grillés, qui peut rendre les plus grands services, d'autant qu'il peut être acheté à vil prix ; on prendra le soin d'enrouler sur une grosse bobine tous les fils récoltés (qui sont habituellement assez longs), de les souder soigneusement les uns aux autres à la résine, et d'isoler les épissures en les plongeant dans la paraffine fondue puis en les recouvrant de chatterton. Si ces opérations sont bien faites, l'enroulement ne présentera pas de bosses bien sensibles aux ajouts.

Tous les bobinages, primaire et secondaire, ne seront pas effectués de la même façon ; il est, en effet, indispensable qu'ils soient parfaitement isolés si le transformateur doit donner une tension élevée. Le cas est simple pour la disposition de la figure 7. Le fil constituant le primaire

sera enroulé à spires jointives sur le fer et le secondaire du côté opposé pourra être réalisé soit par un enroulement identique, soit par plusieurs galettes. Dans tous les cas, il conviendra de séparer le fil du noyau par une

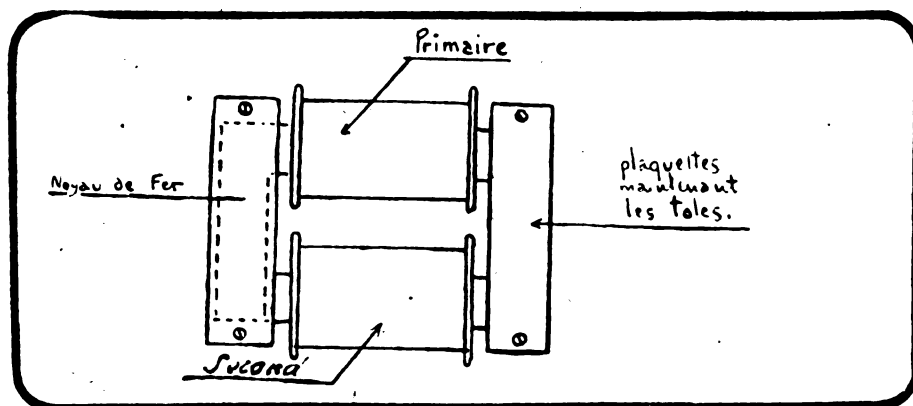


Fig. 7

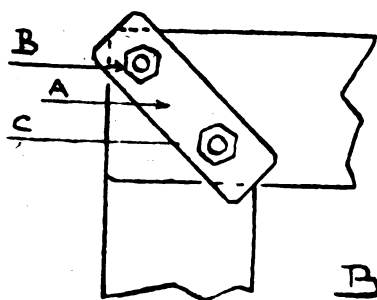
épaisseur de matière isolante. Voici comment on opérera : on enroulera autour du noyau de fer une ou deux épaisseurs de bon presspahn ou de carton plongé durant quelques minutes dans de la gomme laque chauffée au bain Marie que l'on collera, puis que l'on maintiendra dans la position convenable en enroulant par-dessus

à tours jointifs de la ficelle de gros diamètre. Après dessiccation complète de la colle on déroule la ficelle, puis on passe deux ou trois couches de vernis à la gomme laque. On obtient ainsi une sorte de moule entrant dans le noyau de fer à frottement dur et plus long que le bobinage. On disposera le fer à l'intérieur, puis on fera à chaque extrémité des incisions de 2 à 4 centimètres de long et l'on repliera à angle droit les languettes ainsi obtenues (fig. 8).

Sur ces languettes sera collée de chaque côté une rondelle de carton presspahn qui délimitera le bobinage et l'empêchera de s'échapper sur les bords. Au centre des deux rondelles R_1 et R_2 sera ménagée naturellement une ouverture carrée ayant les dimensions du noyau de fer.

Dans cette « bobine » de carton, sera enroulé le primaire après que l'on aura pris la précaution d'effectuer pour celui-ci près du fer une entrée de fil de gros diamètre soudé. La sortie

sera réalisée également de la même façon. On prendra soin de faire l'enroulement à spires bien jointives afin qu'il soit bien régulier. Après chaque couche, il est bon de passer du vernis à la gomme laque, d'intercaler une feuille de papier mince paraffinée, puis de continuer le bobinage. La dessiccation s'opérera par la suite et



À éviter ou prendre soin de prévoir des tubes isolants pour les tiges filétées et deux plaquettes d'ébonite, de fibre ou de presspahn A isolant les écrous B et C des lames externes.

Fig. 6 B.

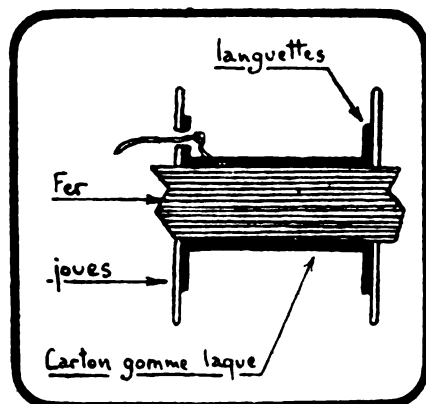


Fig. 8

sera complète dès que le transformateur aura commencé à travailler par suite du tiédissement inévitable.

Si le transformateur doit fournir une tension élevée ou à la fois une B. T. pour le chauffage des filaments et une H. T. pour l'alimentation des plaques, nous recommandons de constituer le secondaire par plusieurs galettes placées côte à côte ; ces galettes comprennent des enroulements à spires jointives ou en vrac faits sur un mandrin séparé, du diamètre convenable ; leur rigidité est assurée par un badigeonnage ou un bain de gomme laque. Elles sont connectées toutes en série dans le même sens d'enroulement, la sortie de l'une au début de l'autre. La figure 9 représente un transformateur dont le secondaire, constitué par quatre galettes, est placé autour d'un primaire bobiné à spires jointives sur le noyau.

On peut encore, pour un transformateur-élévateur de tension, disposer alternativement un certain nombre de galettes constituant les enroulements primaire et secondaire (fig. 10). Le rendement est alors bien meilleur, sans pour cela que l'accessoire cesse de rester démontable et modifiable au gré de l'usager.

Dans les transformateurs dont l'un des enroulements ou les deux sont disposés sous forme de galettes, on séparera les bobines l'une de l'autre par une ou deux rondelles de presspahn gomme-laqué. Il faut surtout éviter que l'isolement soit défectueux entre deux fils portés à des potentiels très différents. L'isolement sera obtenu, comme nous l'avons dit, par un vernis à la gomme laque ou par la bakélite liquide (1) et non par de la paraffine qui, se liquéfiant vers 50°, fondrait et coulerait dès que le transformateur serait mis en service continu.

Le début et la fin du bobinage secondaire seront soudés à des fils de plus grosse section soigneusement isolés par de la gaine souple ou des tubes en caoutchouc avant la traversée des joues latérales.

Calculs des transformateurs — Ces calculs sont tout à fait simples et se bornent à l'application de règles de 3. Il n'en est pas de même pour une détermination exacte, dans laquelle il faut alors faire intervenir beaucoup plus de variables. Toutefois, comme nous ne demandons pas un rendement maximum, que nous considérons surtout l'économie et que de plus la puissance mise en jeu est faible, nous obtiendrons des résultats amplement

suffisants. Il va sans dire que les indications que nous allons donner seront différentes en ce qui concerne le nombre de tours du primaire et la surface du fer selon le voltage du courant initial : 110 ou 220 volts et la fréquence : 50 ou 25 périodes.

Une règle très simple permet de déterminer toutes les variables ; elle peut ainsi s'exposer.

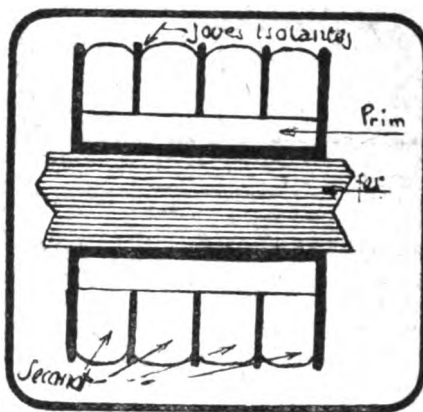


Fig. 9

Pour du courant à 50 périodes et pour une section de un centimètre carré il faudra un minimum de 50 spires par volt.

Toutefois, elle demande quelques éclaircissements :

Nous disons en effet un minimum de 50 spires par volt : nous voulons dire par là qu'avec cette même section de fer de 1 cm² on aura avantage, pour éviter tout échauffement, à prévoir plus de 50 spires par volt : 55 à 60 par exemple.

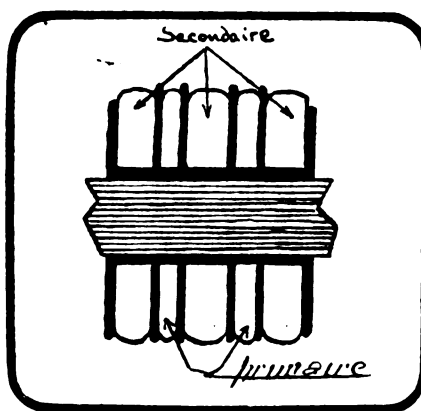


Fig. 10

Donc, il apparaît immédiatement qu'un transformateur destiné à donner 11 volts au secondaire et possédant une carcasse de un centimètre carré de section devra posséder un primaire de $60 \times 110 = 6.600$ spires et un secondaire de 660 spires. Ces bobinages seraient tout à fait fastidieux et coûteux à réaliser. Aussi dans la pratique augmente-t-on la surface du fer, ce

qui permet de réduire proportionnellement le nombre de spires.

Le secondaire sera calculé en partant du primaire par une simple règle de trois, ainsi pour l'exemple donné on aura :

$$S = \frac{6.600 \times 11}{110} = 660 \text{ spires.}$$

Il ne suffit pas de connaître le nombre de spires au primaire et au secondaire, il faut encore donner au fil un diamètre convenable. Supposons toujours le transformateur constitué par un fer d'une section égale à un centimètre carré, et donnant sur le 110 volts 50 périodes, 11 volts au secondaire ; si on désire un débit de 10 ampères à cet enroulement, il sera évidemment nécessaire que le fil du bobinage secondaire puisse laisser passer 10 ampères sans chauffer d'une manière abusive, pour cela on prévoira une section beaucoup plus importante et on prendra par exemple du 30 à 40/10 souple ou semi-rigide. Le secondaire débitant 10 ampères sous 11 volts soit 110 Watts, nous aurons alors un minimum de 110 watts absorbés par le primaire, en réalité 110 watts plus les pertes, or le primaire étant parcouru par du 110 volts, l'intensité dans ce circuit sera légèrement supérieure à un ampère. Du 4 à 6/10, en tenant compte de la longueur du bobinage deux couches coton, fera donc parfaitement l'affaire. On aura toujours intérêt à prévoir le diamètre du fil primaire plus considérable que ce qui serait normalement nécessaire ; on pourra de cette façon augmenter par la suite le diamètre ou la longueur du fil secondaire, partant disposer d'une puissance plus grande à la sortie en augmentant soit le débit (transformateurs abaisseurs), soit le voltage (transformateurs, élévateurs), soit les deux à la fois.

On peut également prévoir des prises multiples ; ainsi un transformateur 110-8 volts pourra comporter une prise à 6 volts et une à 4 volts (utilisation de lampes d'émission de caractéristiques différentes). On aura ainsi un accessoire à plusieurs fins. Naturellement, le bobinage correspondant à chaque prise sera réalisé en fil de diamètre adapté au débit.

L'auto-transformateur, mettant le circuit d'utilisation en liaison directe avec le secteur, n'est guère intéressant à notre avis, il ne saurait être employé que pour augmenter ou diminuer de 10 à 30 % maximum la tension. Les mêmes règles seront utilisées pour le calcul d'un organe de ce genre.

Nous donnons ci-dessous quelques chiffres qui peuvent faciliter la réalisation de différents types nécessités par l'émission :

Transformateur 110 volts, 50 périodes. 100 watts, secondaire 8 volts, 10 à 12 ampères :

Fer : forme de la figure 3 (en L) section 10 cm. carrés.

(1) Ce produit est utilisé par les maisons effectuant des bobinages ou rebobinages de machines, dynamos, moteurs, etc. Le meilleur et le plus efficace est celui que l'on sèche par un séjour de 40 à 50 minutes dans une étuve spéciale. Les accessoires ainsi " bakélisés " ne présentent aucune perte en haute tension et même — avantage superflu ici — en haute fréquence.

Primaire : 800 spires 8/10.

Secondaire : 60 spires 30/10.

Transformateur 110 volts, 50 per., 25 watts à trois secondaires distincts et séparés, chacun à prise médiane donnant 4 volts sous 2 amp. Primaire 110 et 125 volts.

Fer : carcasse de transformateur 600 périodes (180-6.000 volts) débarrassé de ses bobinages. Tôles en E. Section du fer : 6,8 cm².

Primaire 125 volts : 835 spires 3/10, prise à la 735^{me} spire pour 110 volts.

Secondaires chacun 28 spires, prise à la 14^{me}, fil 10/10.

Transformateur 110 volts, 50 per., 25 watts, secondaire 8 volts sous 3 amp.

Fer : tôles en L, en E ou en X, section 4 cm².

Primaire 110-125 volts : 1.221 + 166 de 3/10.

Secondaire : 4 + 4 = 8 volts ; 50 + 50 spires 12/10.

Transformateur mixte, basse et haute tension, 110 volts, 50 per. fournissant : 900 volts à prise médiane sous 80 m. A., 4 volts à prise médiane sous 3 ampères, 8 volts à prise médiane sous 3 à 4 amp.

Fer : tôles en E ou X ; section : 10,24 cm².

Primaire : 495 spires en 7/10.

Secondaire 900 volts : 2.250 + 2.250 spires 2/10.

Secondaire 4 volts : 10 + 10 spires 14/10.

Secondaire 8 volts : 20 + 20 spires 16/10.

(Caractéristiques du « T. W. 5 » de la Maison « Eddy » aimablement communiquées par cette dernière.)

Transformateurs haute tension. — Avec les mêmes valeurs de fer et le même nombre de spires au primaire, il est aisé de calculer des transformateurs élévateurs de 100 watts ou d'une puissance plus grande, donnant par exemple 500, 1.000 volts. Les valeurs à donner au secondaire seront donc :

Tensions au sec. : 250, 500, 1.000, 1.500, 2.000 volts.

Nombre de spires au Sec. : 1818, 3636, 7272, 10909, 14545 spires.

Intensité sec. : 0,4, 0,2, 0,1, 0,06, 0,05 amp.

On emploiera donc au secondaire du fil laissant passer 4/10, 2/10, 1/10 d'ampère ; du 4, 3 ou 2/10, deux couches coton par galettes fractionnées, bien isolées les unes des autres. Le fil du secondaire — et partant aussi celui du primaire — sera de plus grosse section si on désire disposer d'une puissance plus grande.

Transformateurs pour courants 220 ou 110 volts, 25 périodes.

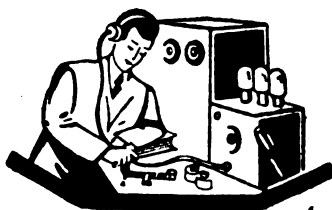
Pour une distribution sous une telle fréquence la relation sera :

Pour du courant 25 périodes et pour un centimètre carré de fer il faudra un minimum de 100 spires par volt.

C'est-à-dire le double que pour du 50 périodes, ce qui explique le prix plus élevé dans le commerce des transformateurs pour 25 périodes. Par contre le nombre de spires sera plus faible pour du 90 périodes et au-dessus : 500, 800 périodes, etc. (Alternateurs) et on pourra sans inconvénients diminuer le volume du fer.

Pour la réalisation d'un transformateur pour 25 périodes et pour abréger les calculs, il suffit de multiplier par 1,7 le nombre de spires primaires et secondaires du même transformateur calculé pour 50 périodes.

Ajoutons pour terminer que l'on peut appliquer à un transformateur construit pour du 50 périodes un courant à 100 et même 500 périodes, par contre on le grillerait infailliblement si on l'alimentait avec du 25 périodes. De plus, on peut tirer d'un transformateur bien établi une puissance double de celle pour laquelle il a été prévu sans remarquer un échauffement par trop fort. En marche normale, la température ne doit pas dépasser 100 à 120° intérieurement sur le primaire. Pour certains usages (soudures à la pointe incandescente) on peut tirer une intensité triple pendant quelques secondes.



NOS REALISATIONS

Le C-119 L. M.

par R. LEPESQUEUR

■ ■ ■ ■ ■

DEPUIS 1923, dans le n° 25 de *L'Antenne* exactement, où, sous la réponse C-119 destinée à un amateur en quête de schéma, figurait un montage à quatre lampes : I-HF, I-D, 2 B.F., combien de fois n'a-t-on pas parlé de ce récepteur dont la popularité fut si grande et l'est encore parmi les amateurs de la campagne possesseurs d'antennes ? Et nous serions bien en peine de dire le nombre de variantes qui en ont été données dans les publications radioélectriques !

Depuis quelque temps son prestige s'est vu diminuer par suite tout d'abord de l'apparition des récepteurs beaucoup plus sensibles que sont les changeurs de fréquence et aussi par son manque relatif de sélectivité qui

rend son emploi presque impossible dans les villes où existent plusieurs postes émetteurs. Il n'est pourtant pas encore près de tomber dans l'oubli, et les perfectionnements apportés aux accessoires font que l'on recase de lui assez souvent.

Cette fois, ce sont les lampes multiples qui nous ont incité à faire la présente réalisation ; elles permettent, en effet, la construction d'un C-119 d'encombrement réduit, tout en conservant toutes les qualités du montage normal avec lampes triodes.

La figure 1 représente le schéma de principe. L'accord est fait en bourne et, afin de pouvoir se servir de selfs intérieures, un inverseur bipolaire I met en circuit l'un ou l'autre des deux jeux de bobines nécessaires à l'obten-

sion des petites ou grandes ondes. Nous nous sommes servis de doubles fonds de panier dont voici les caractéristiques : P. O. : primaire 25 spires, secondaire 50 ; G. O. : primaire 75 spires, secondaire 175 ; le couplage est serré. Nos lecteurs vont sans doute nous accuser d'un amour exagéré de ces bobines, mais cet amour est justifié par les qualités qu'elles possèdent : faibles pertes, facilité de montage, encombrement assez réduit, etc... Le secondaire du bourne est accordé par le condensateur CV, dont la capacité peut être de 0,5 à 1/1.000 ; le démultiplicateur est facultatif sur cet appareil.

Le circuit secondaire attaque la grille du premier élément de la lampe V₁ ; dans le circuit plaque de cet élément se trouve la résonance. Ici encore

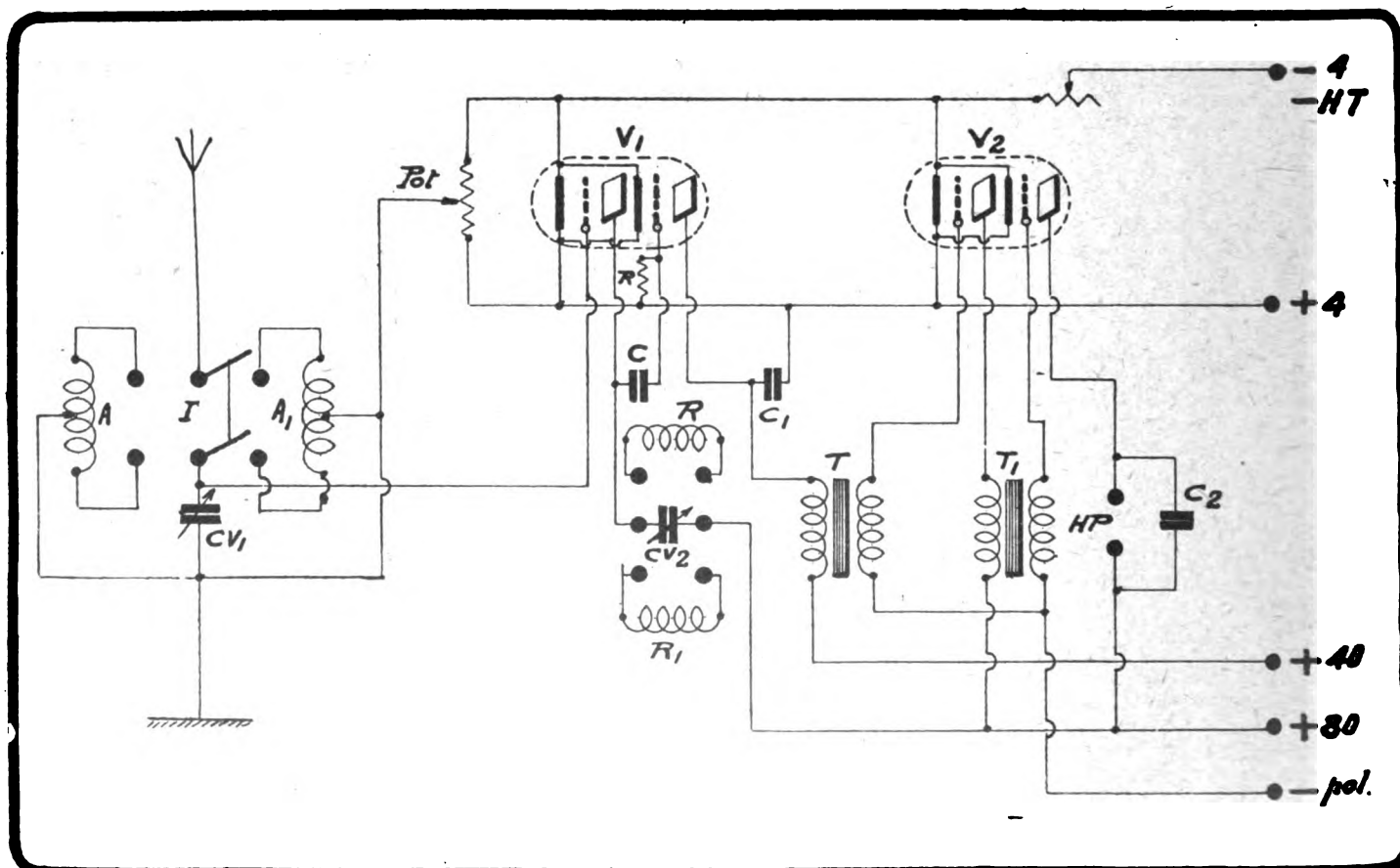


Fig. 1.

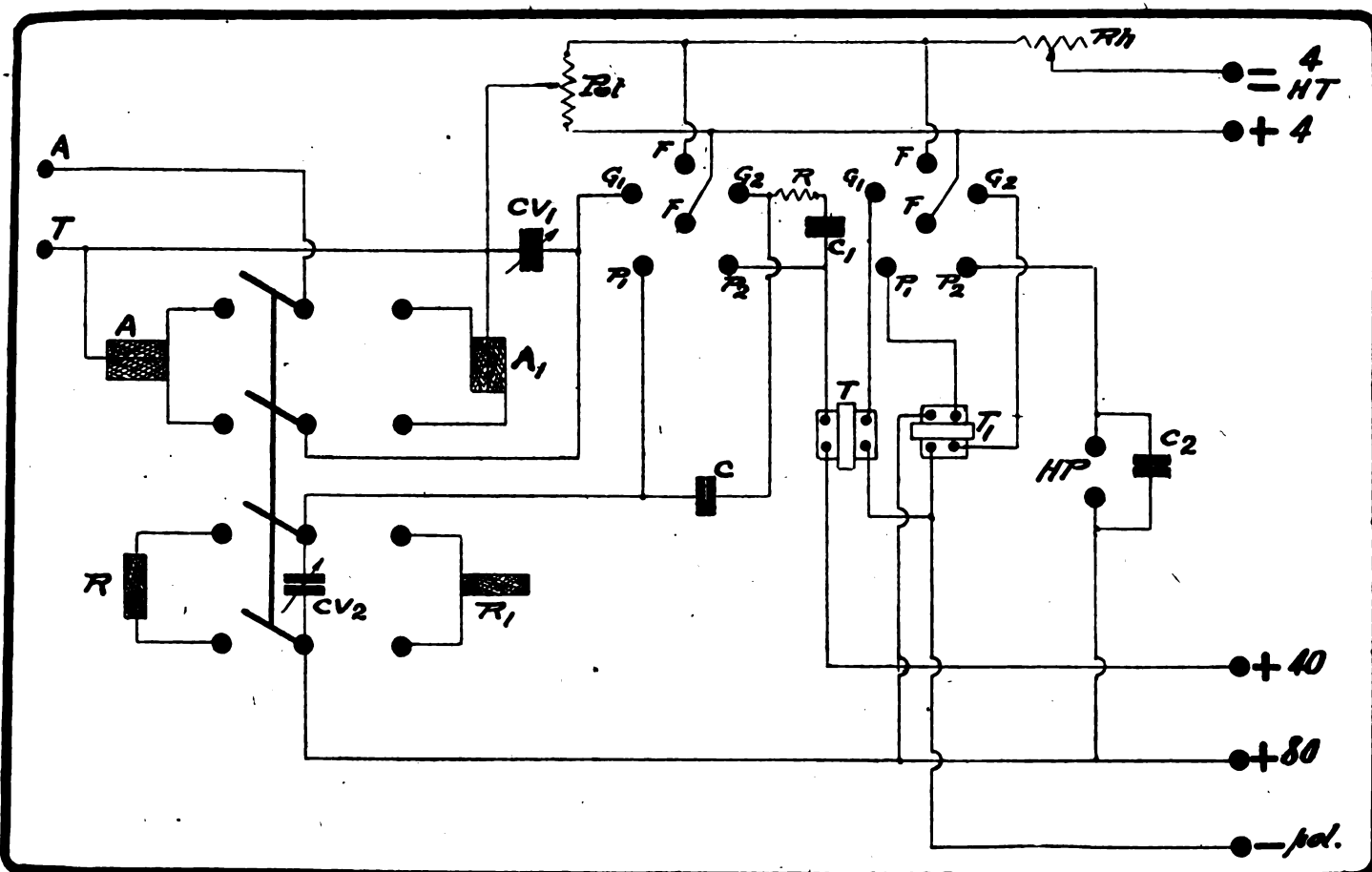
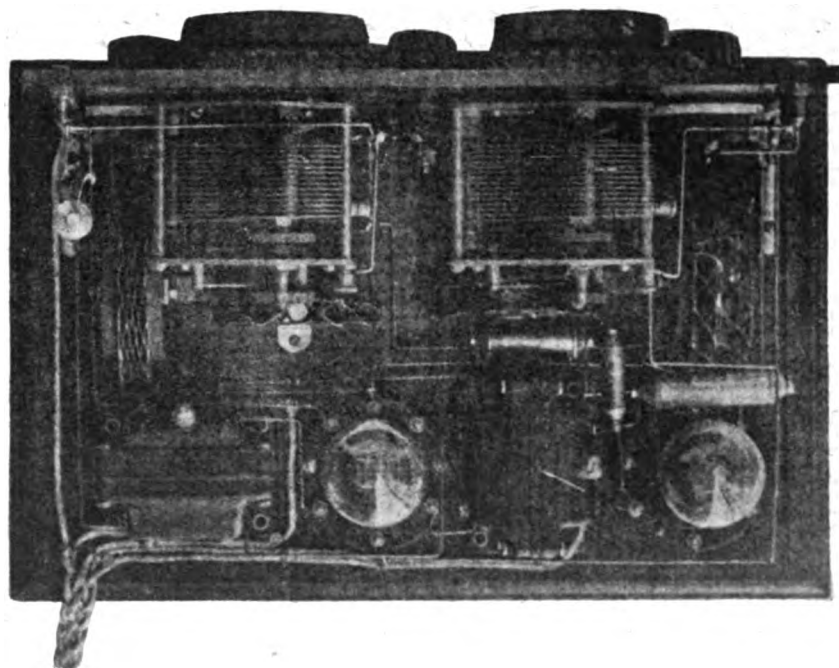


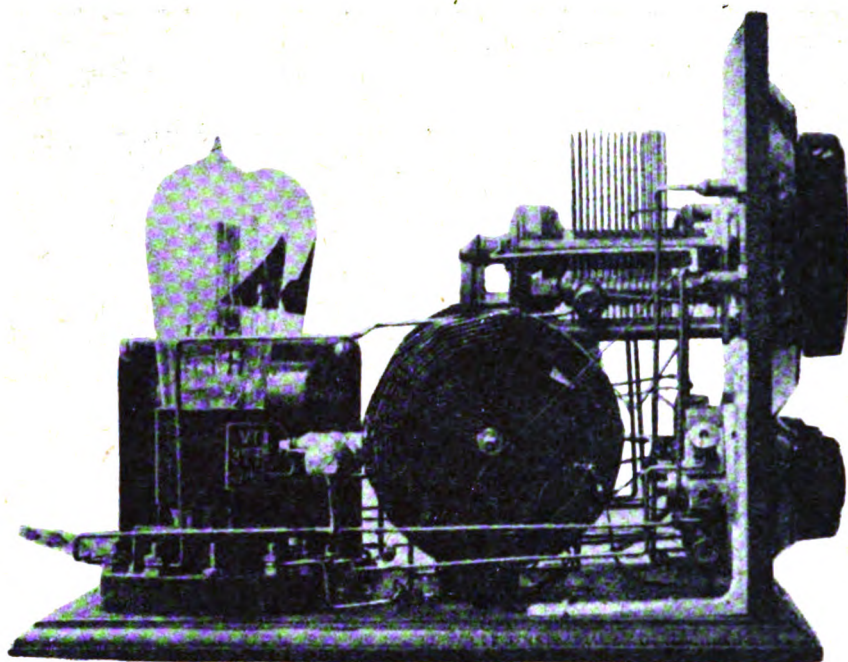
Fig. 2



deuxième. Enfin, dans la plaque de celui-ci se trouvent les deux douilles destinées à recevoir les fiches du haut-parleur, celui-ci étant shunté par la capacité C_2 4/1000 de Mfd.

Le chauffage est assuré, comme pour les lampes triodes, par une batterie de quatre volts et réglé par le rhéostat R_h de 10 ou 15 ohms. Le poten-

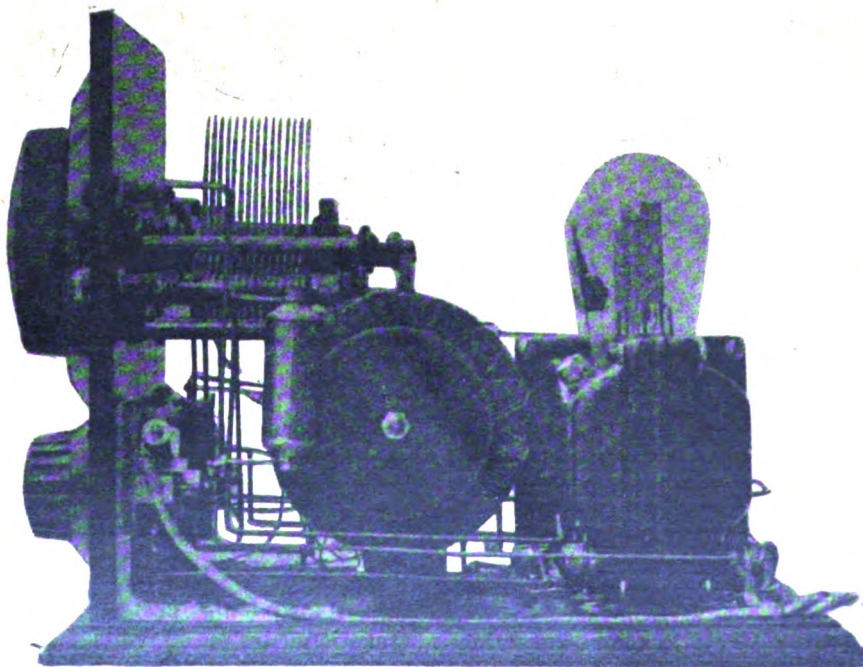
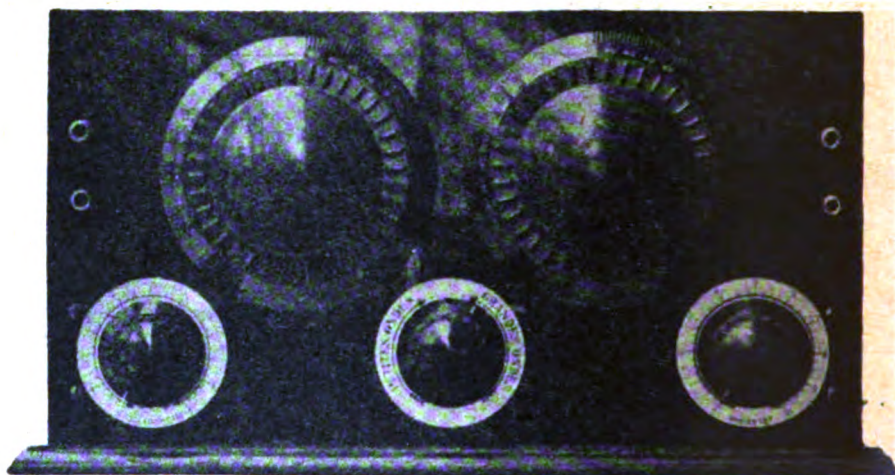
tiomètre Pot, d'une résistance de 400 ou 600 ohms, permet de varier la puissance d'audition et d'obtenir l'accrochage de l'élément H. F. pour la recherche des postes éloignés. Alors que les éléments amplificateurs H. F. et B. F. sont sous une tension anodique de 80 volts, l'élément détecteur fonctionne avec 40 volts seulement.



Nous avons prévu une polarisation négative pour les grilles des B. F., elle n'est nécessaire que si l'on désire mettre une tension plaque de 120 volts pour avoir plus de puissance; dans le cas d'une batterie à que de 80 volts, l'on peut s'en passer ou ne polariser uniquement que le dernier étage.

MONTAGE

En plus des photographies que nos lecteurs sont habitués à voir illustrer nos réalisations, nous avons fait un schéma de montage (fig. 2) dont l'utilité nous a paru de circonstance, car l'ensemble des connexions est mal visible sur les photos, à cause du nombre de pièces disposées dans un emplacement que nous avons réduit le plus



possible; la planche horizontale de fond ne mesure, en effet, que 295 sur 190, et le panneau avant en ébonite, 295 sur 160. Ce dernier est garni par les deux condensateurs variables, le rhéostat, le potentiomètre et l'inverseur tétrapolaire (remplaçant les deux inverseurs bipolaires du schéma de principe). A gauche se trouvent deux douilles pour l'antenne et la terre, et à droite deux autres pour le H. P. Tous les autres accessoires sont placés sur la planche de fond, les selfs sont de part et d'autre des condensateurs qui les accordent et disposées de telle façon que la bobine d'accord soit à angle droit avec celle de résonance qui fonctionne avec elle.

A l'arrière, nous avons tout d'abord la première lampe remplissant les fonctions de haute fréquence et de détectrice, puis le premier transformateur B. F., la deuxième lampe (1^{er} et 2^e étages B. F.), et enfin le deuxième transformateur. Les lampes employées sont des Tekade « doubles » : la première est une VT-126 (H.F. et D.),

la seconde une VT-147 (2 B.F.); le brochage de ces lampes est spécial et est représenté grandeur naturelle sur le schéma de montage; nous avons à gauche la grille et la plaque du premier élément et à droite ces mêmes électrodes du deuxième élément; au centre et en haut sont les deux broches correspondant aux filaments qui sont montés en parallèle dans l'ampoule (les gabarits du schéma représentent en réalité les douilles des supports de lampes vues de dessus). Lors du montage, il faut prendre soin de commencer par faire les connexions entre selfs et inverseur avant de disposer les autres appareils, car il serait ensuite bien difficile de passer un fer à souder. Le reste de la réalisation n'offre pas d'autre particularité. Nous allons maintenant dire quelques mots sur le réglage :

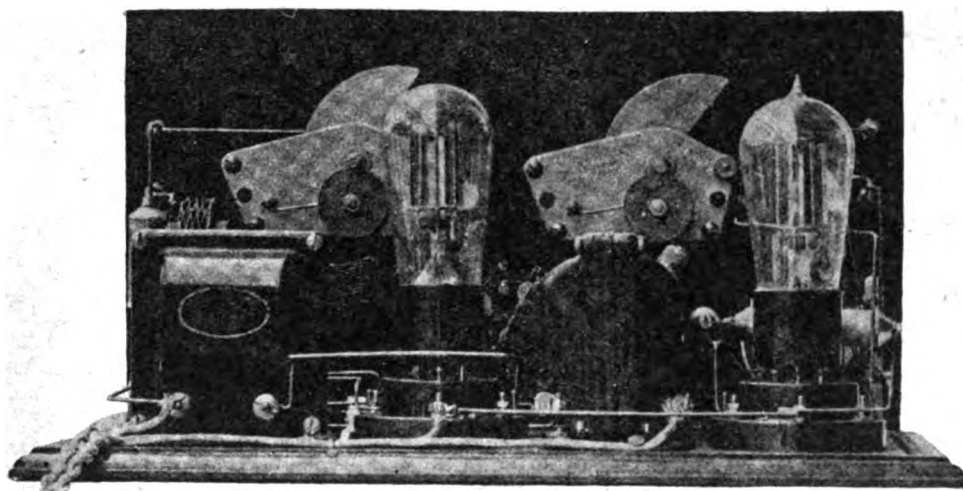
Celui-ci est quelque peu différent du réglage d'un C-11, ordinaire équipé avec des lampes triodes.

Il convient, en premier lieu, de brancher les sources, l'antenne, la terre et le haut-parleur. Placer l'inverseur sur la position correspondant à la longueur d'onde que l'on désire recevoir et allumer les lampes en plaçant le rhéostat aux trois quarts de sa course, et vérifier qu'ainsi le récepteur accorde normalement lorsque le circuit de plaque de la H. F. est en résonance avec le circuit d'accord; si l'accrochage ne se produit pas, augmenter légèrement le chauffage: c'est de lui, en effet, que dépend en grande partie le bon fonctionnement du poste. La recherche des stations a alors lieu suivant le mode

habituel par la manœuvre des condensateurs CV-₁ et CV-₂, et du potentiomètre. Nous insistons sur le fait que le point de chauffage des filaments est très précis, surtout pour la réception des ondes courtes, pour l'obtention du maximum de puissance et de pureté. Il est généralement compris entre 3,4 et 3,7 volts, mais une variation de deux dixièmes de volt suffit à faire accrocher brutalement ou à faire disparaître presque complètement l'audition. Un autre point important est de ne jamais dépasser 120 volts de tension plaque, et dans ce cas, il est nécessaire de polariser négativement les grilles B. F. à — 4 volts.

Ces points respectés, le montage se montre très bon, d'une sensibilité au moins égale à celle d'une réalisation avec des lampes triodes, et d'une sélectivité satisfaisante, à condition toutefois de ne pas opérer sur une antenne trop longue.

N.-B. — Les photographies agrandies illustrant cet article ont été obtenues avec un pocket Z modèle B des établissements Zion, 140 bd Richard-Lenoir, Paris XI^e.



Un capacimètre précis

par R. ALINDRET

■ ■ ■ ■ ■

Il est souvent nécessaire de mesurer avec précision la capacité d'un condensateur et cette mesure ne peut être effectuée dans de bonnes conditions à l'aide du pont de De Santy, cet appareil n'ayant pas une zone d'extinction assez franche. Le capacimètre que nous allons décrire ci-dessous permet des lectures très

Nous voyons qu'un buzzer B fournit à deux bobines L_5 et L_6 un courant interrompu qui produit dans ces dernières un flux variable.

Les bobines L_5 et L_6 induisent à leur tour les bobines L_3 et L_4 , L_3 étant induite par L_5 et L_4 par L_6 .

Comme L_3 et L_4 d'une part, L_5 et L_6 d'autre part, sont absolument iden-

dans le circuit L_1 , L_2 , L_3 , C_1 et, par suite, aucun son dans le téléphone E placé à la suite d'une lampe détectrice branchée sur ce dernier circuit, qui est lui-même accordé sur la même longueur d'onde que les deux autres.

Si, pour une cause quelconque, l'un des deux circuits équilibrés vient changer, si peu que ce soit, de longueur d'onde, l'équilibre est rompu et les forces électromotrices de L_1 et L_2 ne sont plus égales, d'où son au téléphone.

Un tel capacimètre, qui peut paraître compliqué à première vue, est cependant d'une construction très simple et d'un emploi très facile, ainsi que nous pourrions le voir par la suite.

RÉALISATION

Sur un panneau d'ébonite de 365 x 320 mm (voir plan d'exécution grandeur nature), nous monterons deux interrupteurs unipolaires à poussoir I_1 et I_2 , un buzzer B, 7 bornes, un condensateur variable C_1 de 1/1000, à démultiplicateur, un condensateur fixe C_2 de 0,15/1.000, une résistance R de 3 megohms, des condensateurs fixes C_3 , C_4 et C_5 et un condensateur ajustable C_6 .

Les groupes de bobinages seront établis de la façon suivante : sur un tube de carton verni ou de bakélite d'environ 75 à 80 mm de diamètre, nous bobinerons les selfs L_1 et L_2 et sur un autre tube identique au premier, les selfs L_3 et L_4 . Pour effectuer ces bobinages, on pourra prendre n'importe quelle grosseur de fil de n'importe quel genre d'isolement.

La seule condition à respecter, et il faut qu'elle soit exécutée rigoureusement, est que les deux groupes de bobines soient absolument semblables l'un à l'autre. On pourra par exemple, bobiner en fil de 4/10 une fois soie ou une fois coton et donner les nombres de tours suivants :

L_5 et L_6 : 10 spires jointives.

L_3 et L_4 : 120 spires jointives.

L'écartement entre L_1 et L_2 doit être rigoureusement le même qu'entre L_3 et L_4 .

Les selfs L_1 et L_2 seront montées sur des petits tubes pouvant pivoter à l'intérieur des autres et comporteront chacune une quinzaine de spires. Elles devront être, elles aussi, rigoureusement semblables entre elles.

(A suivre.)

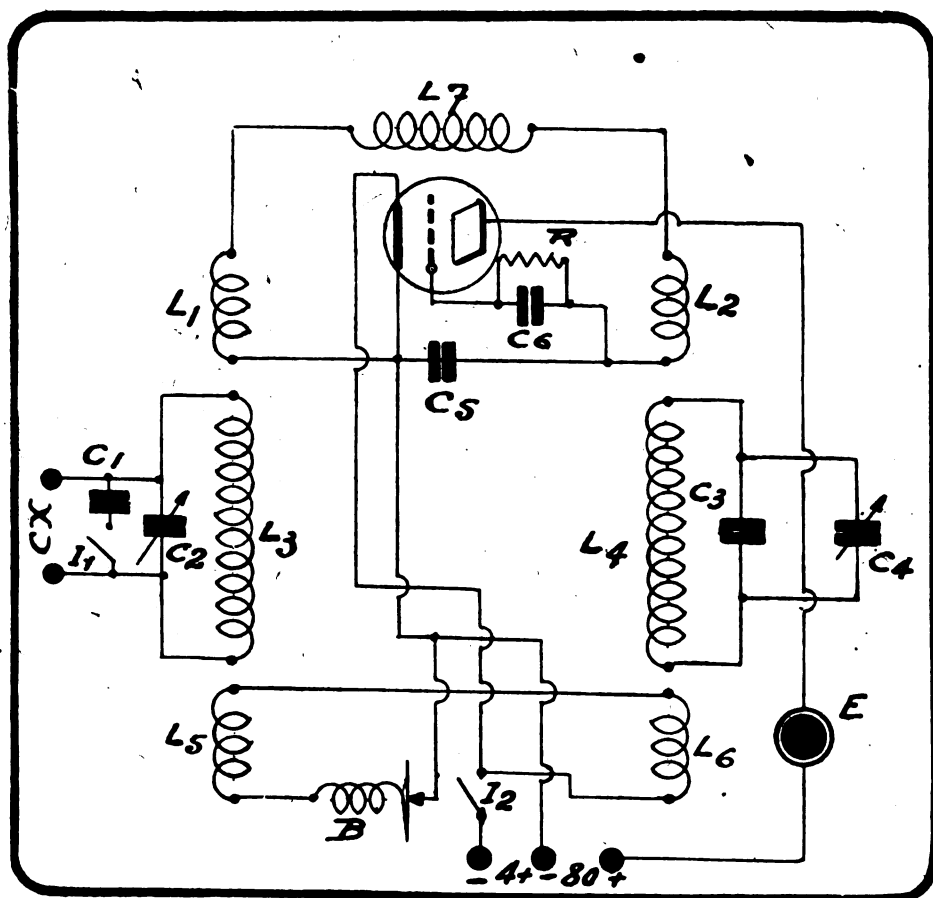


Fig. 1

nettes et, par suite, donne une précision très grande.

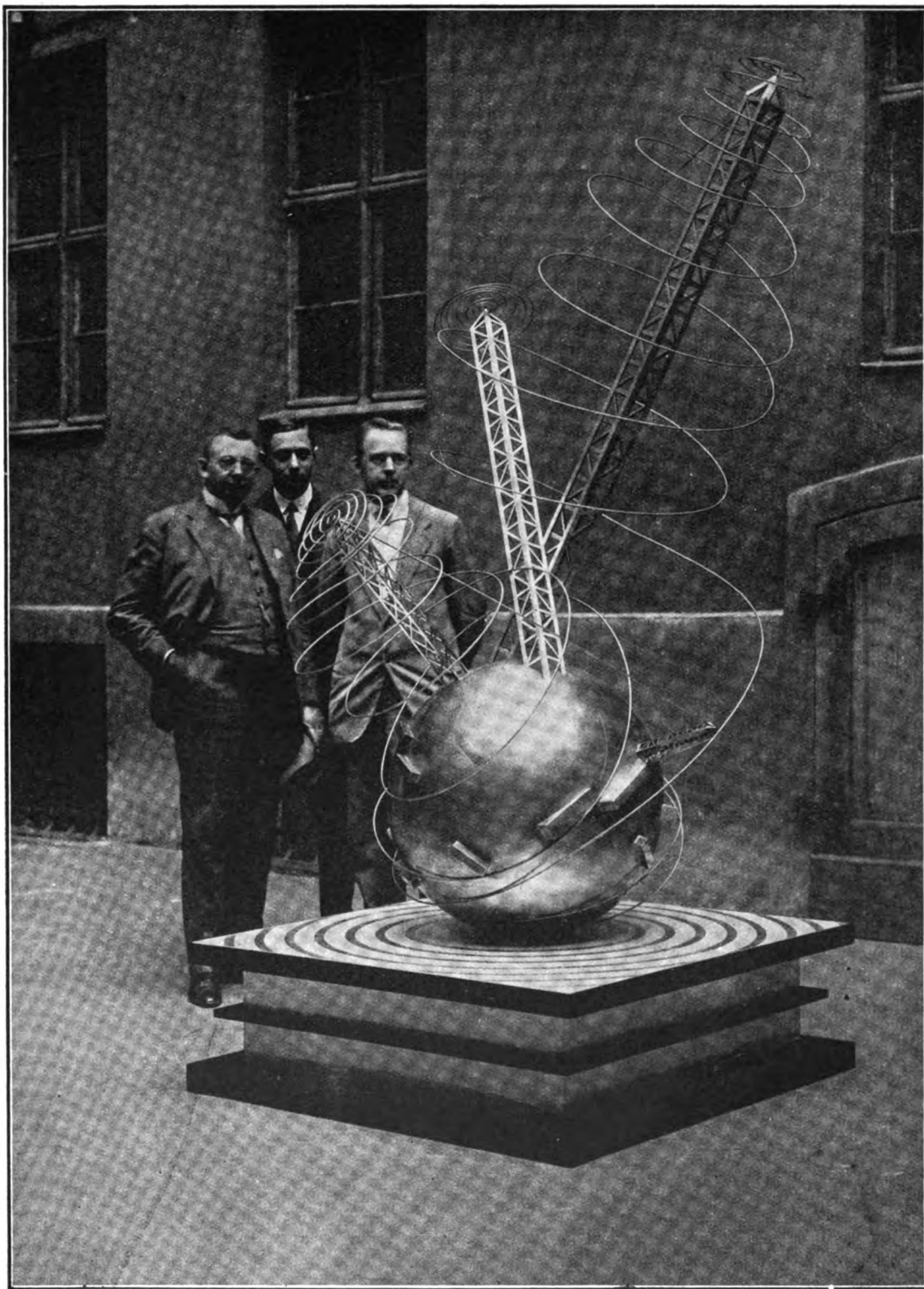
Il est basé sur une méthode de zéro par l'emploi de circuits oscillants accordés, agissant en sens inverse l'un de l'autre de telle façon que leurs champs donnent une résultante nulle sur un circuit récepteur. Le moindre décalage entre les deux circuits oscillants accordés se traduit immédiatement par un son au téléphone du circuit récepteur.

Examinons le schéma de principe représenté par la figure 1.

tiques par construction, nous aurons si les circuits L_3 , C_1 , C_2 , C_3 et L_1 , C_4 , C_5 , sont accordés sur la même longueur d'onde, des courants égaux et en phase dans L_3 et L_4 .

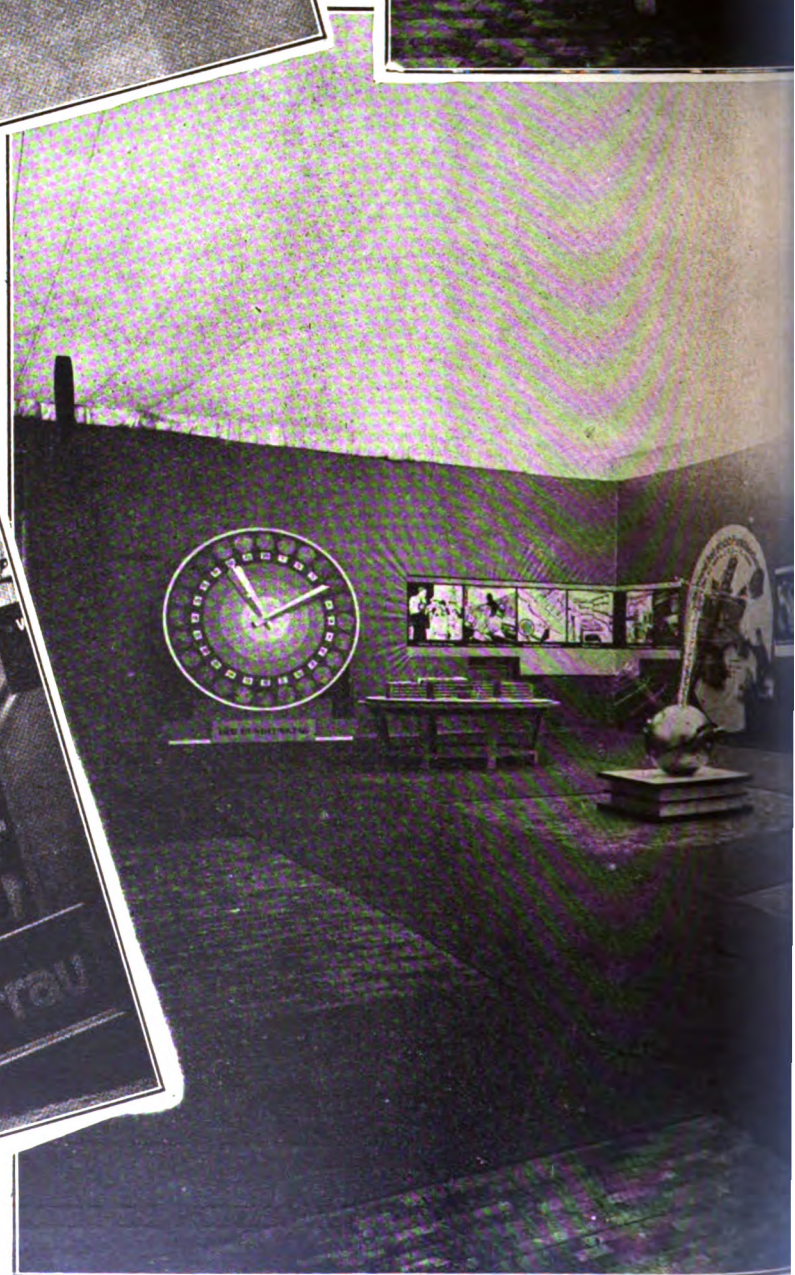
Si les bobines L_1 et L_2 , couplées respectivement à L_3 et à L_4 , sont identiques l'une à l'autre, elles seront le siège d'une force électromotrice induite, égale dans chacune d'elles.

Si le branchement entre L_1 et L_2 est tel que ces forces électromotrices se contrarient, elles s'annuleront et nous n'aurons aucun courant induit



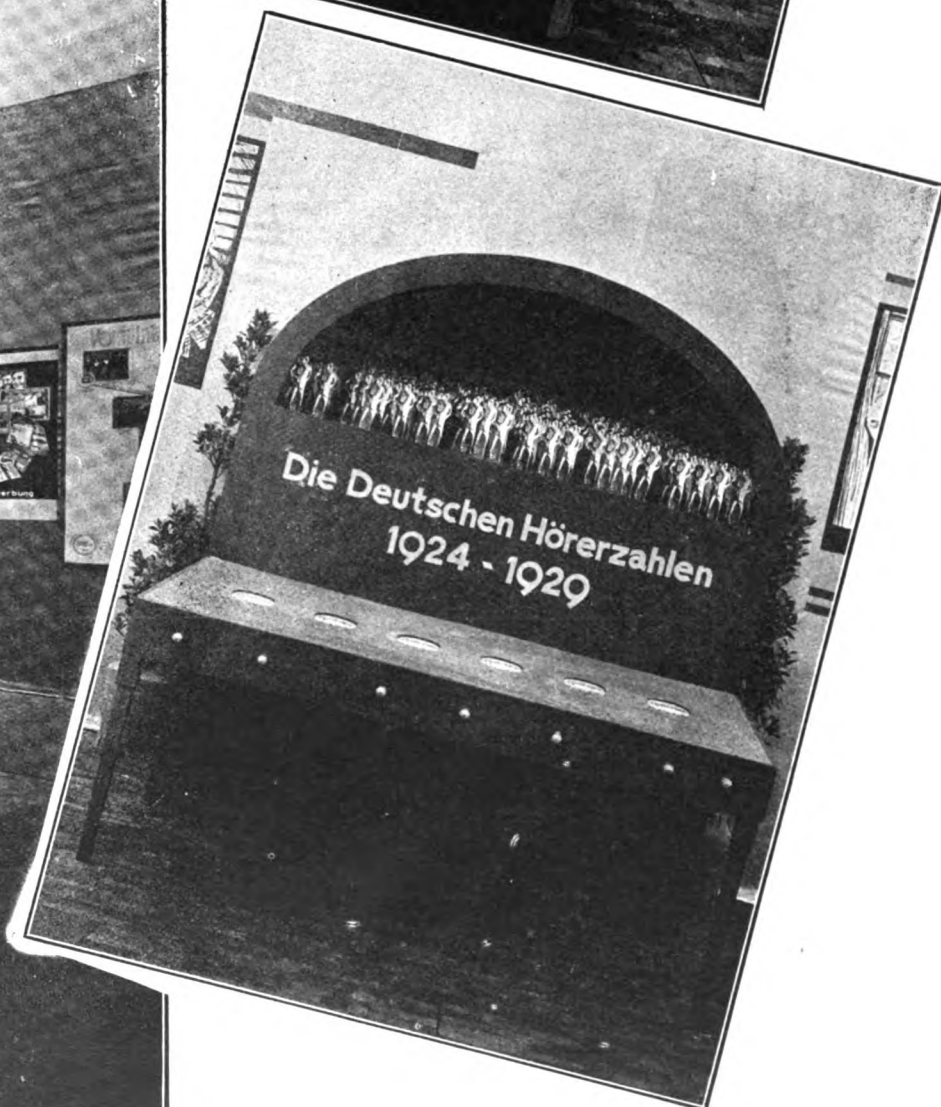
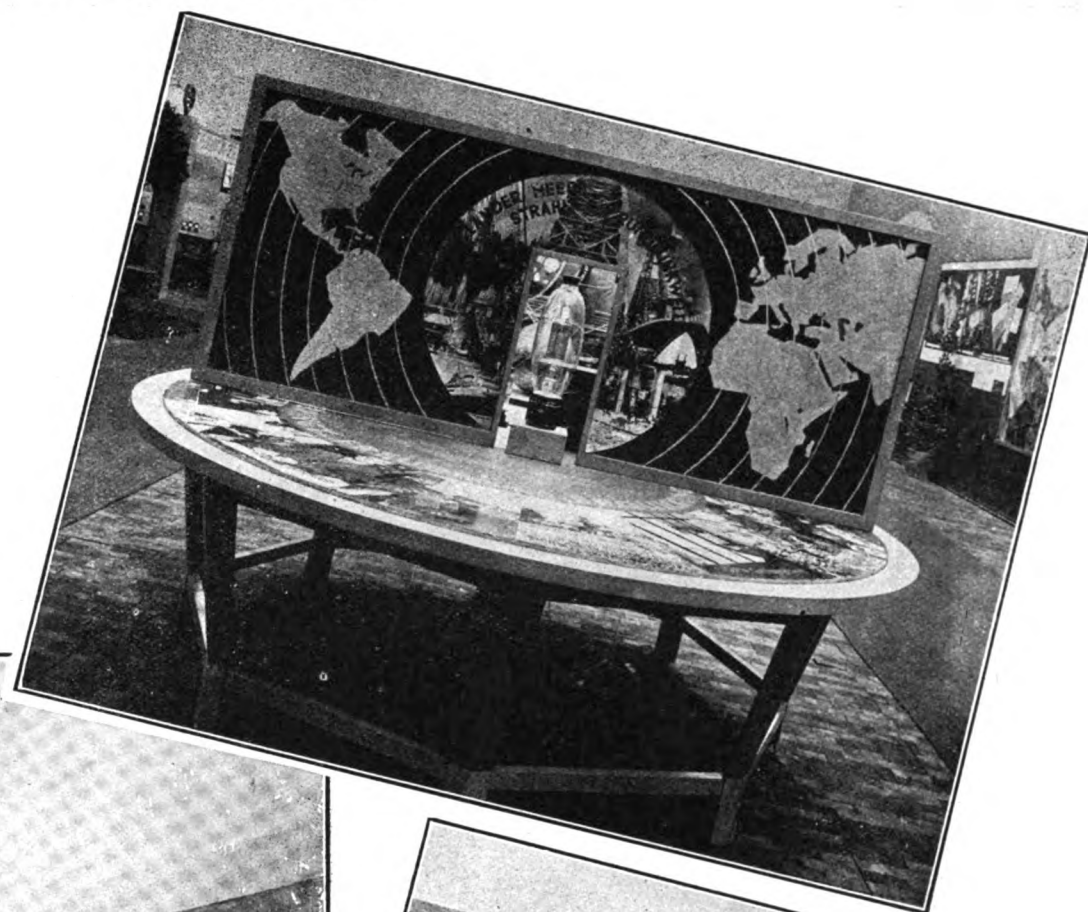
A L'EXPOSITION DE BERLIN. — LE SYMBOLE DE LA T. S. F.

A L'EXPOSITION

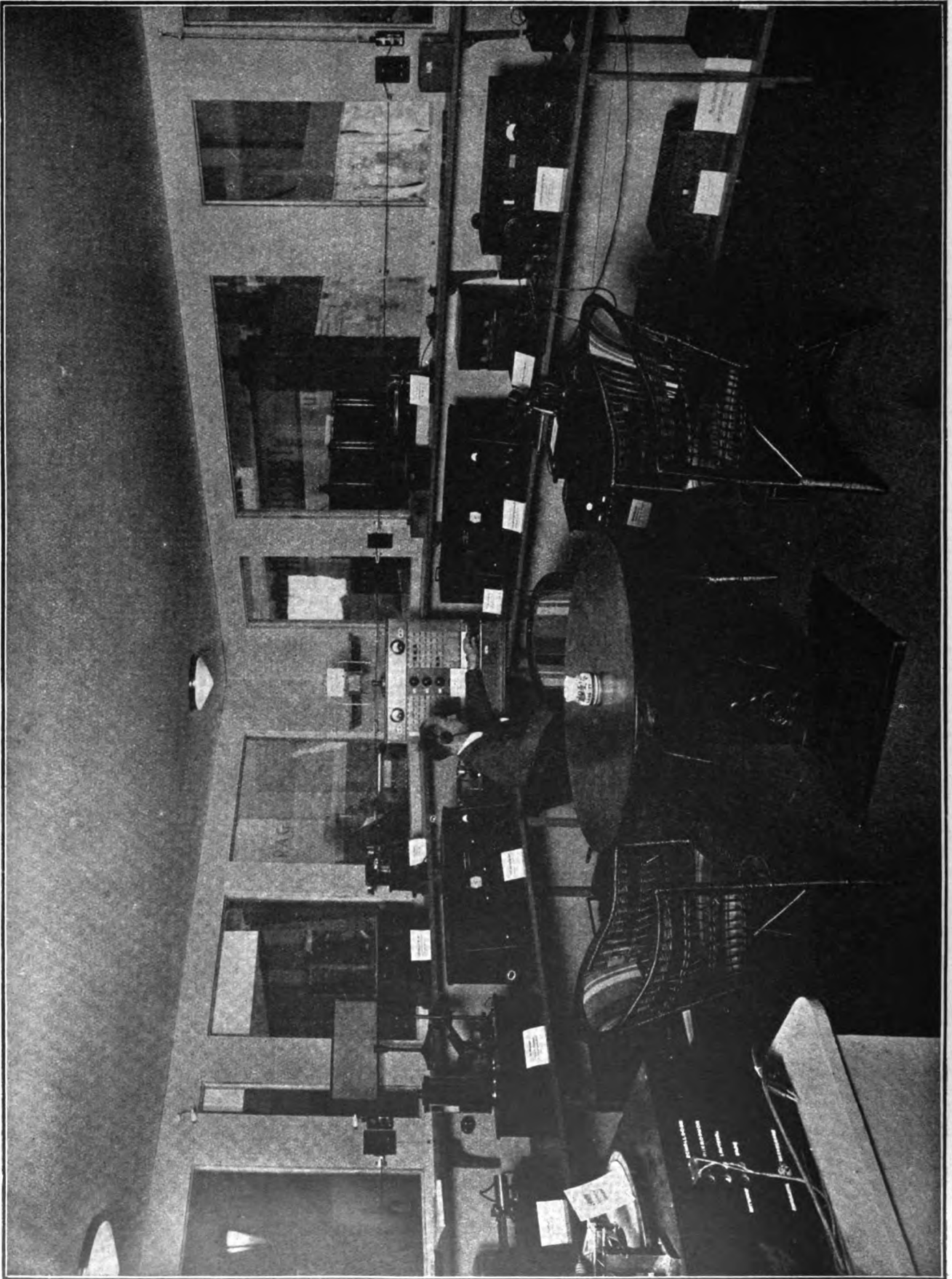


LA SALLE DES GRAPHIQUES DE LA REICHS RUND

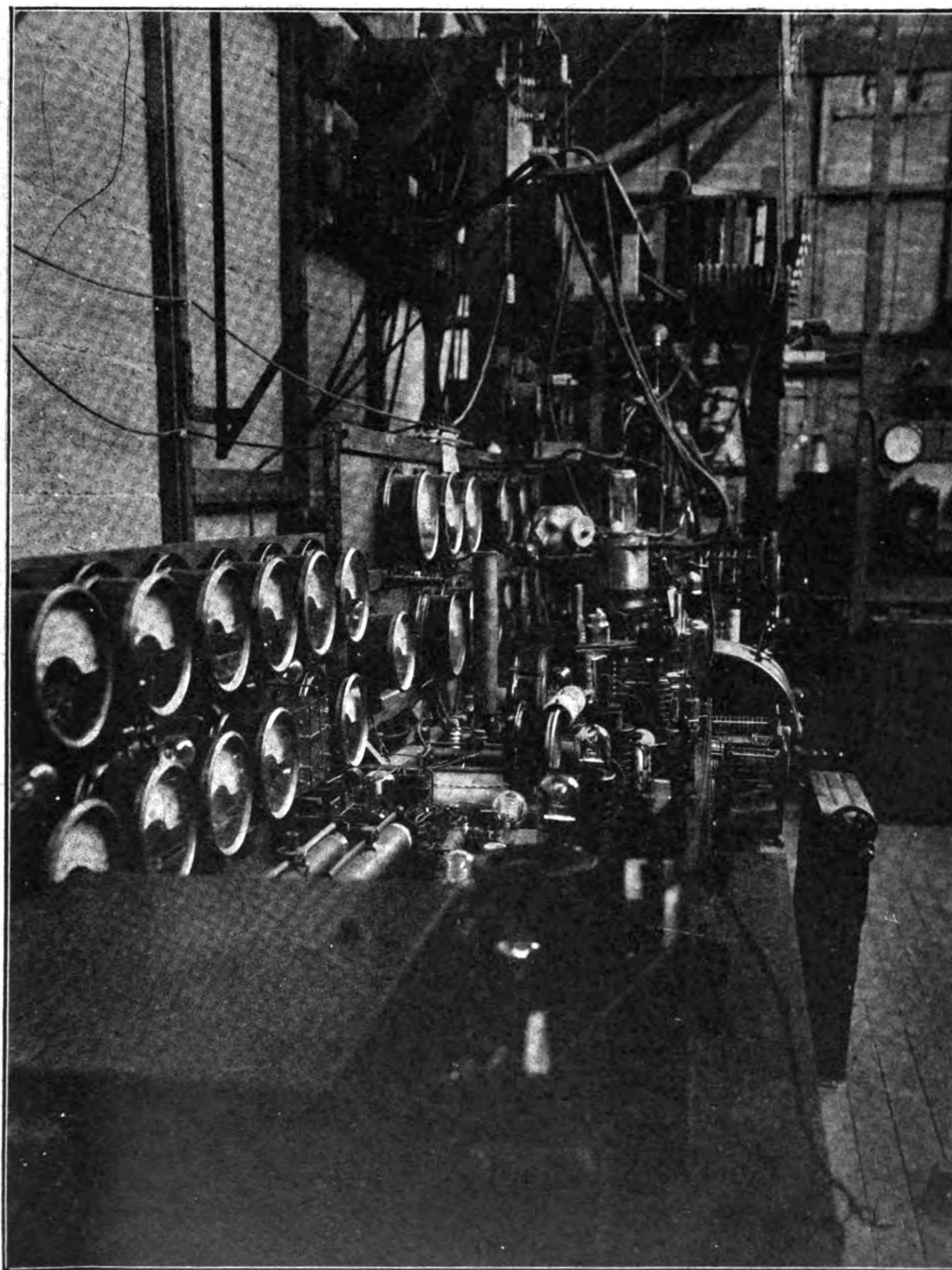
N DE BERLIN



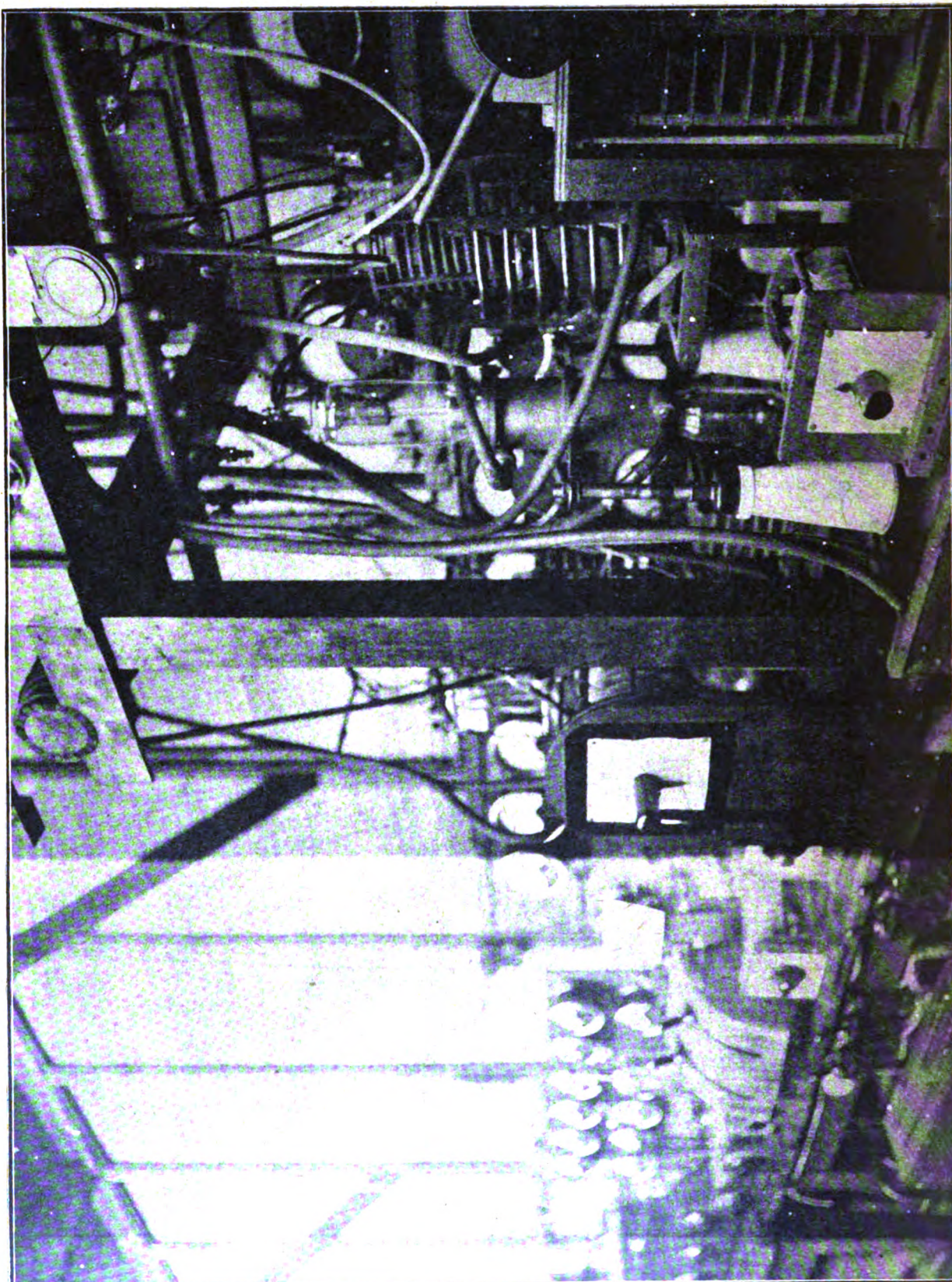
GESELLSCHAFT ET QUELQUES GRAPHIQUES



A L'EXPOSITION DE BERLIN. — LE STAND DES LABORATOIRES DU MINISTÈRE DES P. T. T. ALLEMANDS



L'ÉMETTEUR HILVERSUM-PHILIPS



L'ÉMETTEUR HILVERSUM-PHILIPS

LA TECHNIQUE PHONOGRAPHIQUE

Les secrets de l'enregistrement

par L. D., Ingénieur

■ ■ ■ ■ ■

A côté des procédés d'enregistrement donnés au n° 66 du *Q S T Français* dans la copie du brevet n° 605.442 de la filiale française de la Western Electric Cy et utilisés par la plupart des sociétés importantes de gramophone, il convient de citer et de reproduire un autre brevet pris en France par la « Compagnie Française pour l'exploitation des procédés Thomson-Houston » correspondant aux brevets américains de la « General Electric Cy » et utilisé à notre connaissance par la Compagnie des disques Brunswick. Hormis ces deux brevets fondamentaux, il n'y a pas de systèmes inscripteurs ayant fait leurs preuves pendant plusieurs années. Les maisons secondaires utilisent des moteurs de haut-parleur plus ou moins bardés de caoutchouc, mais, hélas! pour nos oreilles, si le caoutchouc amortit un peu l'allure générale de la courbe de reproduction, il est impuissant à annuler totalement les pointes terribles que vous avez pu voir sur les rares courbes de reproduction des haut-parleurs publiées dans les revues techniques.

Le brevet 651.366, qui nous occupe aujourd'hui, a pour titre :

« Perfectionnements apportés aux dispositifs servant à enregistrer et à reproduire des variations électriques correspondant à des ondes sonores.

« Demandé le 9 mars 1928, à 14 h. 16, à Paris, délivré le 9 octobre 1928. Publié le 18 février 1929 (2 demandes de brevets déposées aux Etats-Unis d'Amérique les 10 mars et 6 juin 1927. Déclaration du déposant).

« La présente invention concerne des dispositifs susceptibles d'être utilisés dans la production ou la fabrication d'enregistrements phonographiques, et dans la reproduction des sons, au moyen de ces enregistrements.

« Elle a pour objet essentiel d'établir des dispositifs perfectionnés de cette nature, dont l'élément mobile suit, avec précision, la forme des ondes plus ou moins complexes qui caractérisent l'enregistrement des sons.

« Dans l'établissement des dispositifs destinés à graver ces enregistrements phonographiques ou phonogrammes, aussi bien que des dispositifs qui, à

l'aide de phonogrammes, reproduisent les sons enregistrés dans ces phonogrammes, on s'est heurté à des difficultés, parce que les organes mobiles ont tendance à provoquer des déformations ou des distorsions gênantes ou nuisibles de la forme de l'onde.

« Ces distorsions sont, pour une grande part, dues aux effets d'inertie des organes mobiles et aux vibrations excessives de ceux-ci lorsque les fréquences de leurs vibrations correspondent à leurs fréquences naturelles.

« Bien que ces phénomènes, et particulièrement le premier, puissent être réduits par une diminution de la masse des organes mobiles, à la valeur minimum possible ou acceptable, il convient d'opposer à la distorsion, comme remède le plus efficace, un amortissement approprié du système mobile.

« Suivant la présente invention, on établit des dispositifs qu'on peut utiliser, soit pour graver un phonogramme sous l'effet de variations de courant correspondant à des vibrations sonores, soit pour produire, à partir d'un phonogramme ainsi obtenu, des variations de courant, en vue de reproduire les sons enregistrés ; et ces dispositifs sont de préférence munis, pour leurs organes mobiles, d'un système d'amortissement qui utilise les frottements d'un fluide et dont les effets peuvent être réglés dans des limites étendues.

« L'invention comprend aussi d'autres particularités importantes qui seront exposées en détail plus loin.

« On comprendra mieux les caractéristiques nouvelles et les avantages de l'invention en se référant à la description suivante et aux dessins qui l'accompagnent, dans lesquels :

« La figure 1 est une élévation, avec parties en coupe, d'un dispositif établi suivant une des formes de réalisation de l'invention.

« La figure 2 est une coupe du même dispositif prise perpendiculairement par rapport au plan de la fig. 1.

« La figure 3 est une vue de détail relative à une variante de construction du dispositif.

« Les figures 4 et 5 sont relatives à une autre variante.

« Comme le dispositif envisagé est construit ou réalisé avec de très petites dimensions, on l'a représenté à échelle agrandie. Il comporte, dans les formes de réalisation indiquées, un bâti, ou châssis 1 présentant une saillie 2 en forme de poignée servant à le supporter, et il est pourvu, en outre, de deux pièces principales 3, placées l'une à gauche et l'autre à droite.

« Le bâti 1 est muni de plaques extrêmes 4, d'une plaque supérieure 5 formant couvercle, et d'une plaque de fond 6 délimitant, avec les précédentes, une boîte ou enveloppe destinée à renfermer le système mobile, ainsi que le liquide amortisseur 7, qui est, de préférence, de l'huile.

« Un aimant permanent 8 traverse l'ensemble, et ses pôles sont en contact avec des pièces polaires 9 qui sont assujetties dans les pièces principales 3. Les pièces polaires 9 présentent chacune deux saillies polaires dirigées vers l'intérieur, entre lesquelles sont disposées ou logées les bobines 10 constituant l'enroulement.

« L'armature 12, en fer doux feuilleté, est supportée en position verticale, entre les saillies polaires, par un organe de liaison 13 ; les extrémités de ce dernier sont assujetties à des vis de tension 14, sur lesquelles sont montés des écrous 14', et sont supportées par des plaques 15 fixées aux pièces 3.

« A partir de l'armature, fait saillie vers le bas une tige 16 fixée à cette armature et portant le style 17.

« Si le dispositif doit servir à graver une matrice phonographique, ou un phonogramme devant servir ensuite à établir d'autres disques, par exemple des disques commerciaux, il convient de pourvoir le style graveur d'une pointe coupante appropriée ; au contraire, si le dispositif doit servir comme pick-up, c'est-à-dire à la reproduction des sons au moyen d'un phonogramme tournant en contact avec lui, on doit munir le style d'une pointe bien adaptée aux sillons qu'il doit suivre.

« A la place où la tige 16 traverse la plaque de fond 6 de la boîte ou enveloppe, on dispose, comme représenté sur les fig. 1 et 2, un diaphragme à soufflet 18, ou sylphon dont les deux

Fig 1

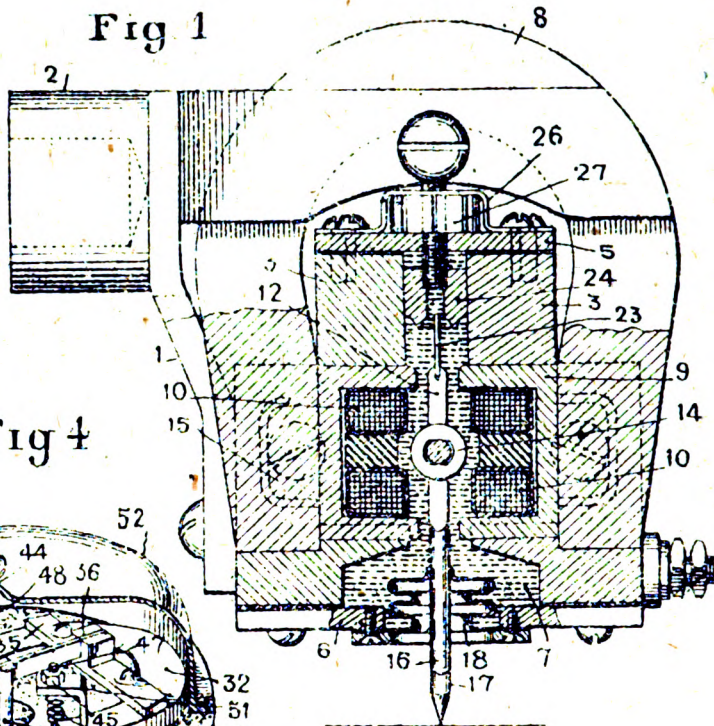


Fig 4

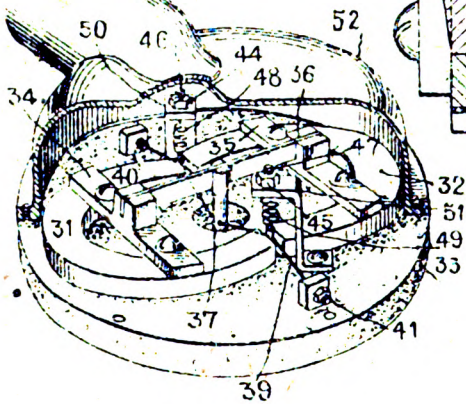


Fig 3

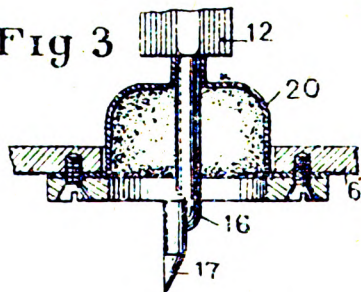
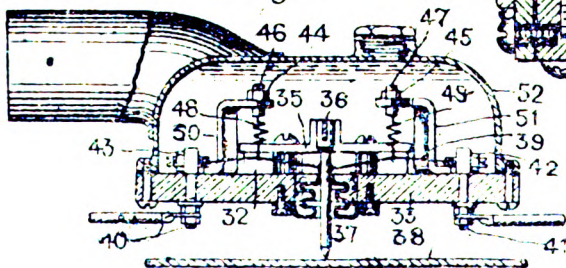


Fig 5

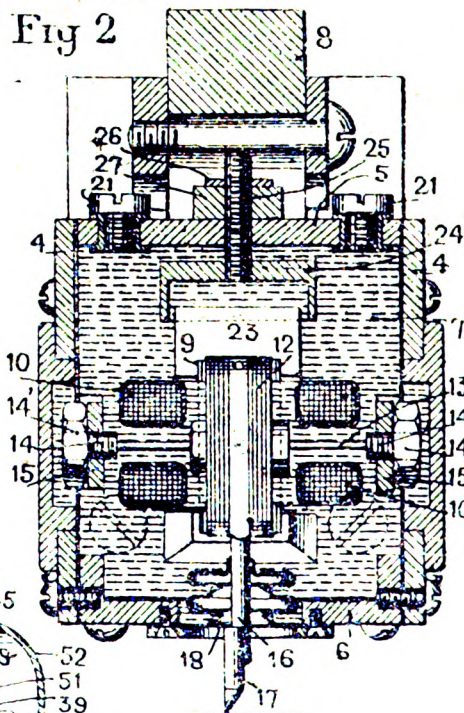


bouts sont fixés respectivement à la tige et à la plaque.

« Le diaphragme 18 est très léger et très flexible, de sorte qu'il offre une résistance minimum aux mouvements de la tige 16, tout en retenant efficacement le liquide amortisseur.

« On a représenté sur la figure 3 une variante de forme du diaphragme comportant un chapeau en caoutchouc 20 assujéti d'une part à la tige 16 et d'autre part à la plaque de fond 6.

Fig 2



« Pour introduire du liquide amortisseur dans le réservoir et pour l'en retirer, on a ménagé, dans la plaque supérieure 5, deux trous fermés par des bouchons filetés 21. De la sorte, on assure un certain amortissement des organes mobiles, grâce au liquide amortisseur qui entoure l'armature, l'organe de liaison servant de support et certaines parties de la tige 16 et du diaphragme 18.

« Pour augmenter l'amortissement, on

dispose une palette 23 à la partie supérieure de l'armature, de façon que les mouvements de l'armature entraînent un déplacement du fluide amortisseur dans la partie supérieure de l'enveloppe.

« Pour augmenter encore davantage l'amortissement, tout en réglant à volonté, on utilise, comme représenté au dessin, une pièce creuse 24 présentant une ouverture orientée vers le bas; cette pièce creuse 24 est guidée par les pièces principales 3 et peut être déplacée verticalement, de façon à entourer ou envelopper une plus ou moins grande partie de la palette amortisseuse 23; comme on le comprend, lorsque la pièce mobile 24 est dans sa position la plus basse, le liquide offre la plus grande résistance aux mouvements de la palette 23, ce qui correspond au maximum d'amortissement désiré.

« La pièce 24 est représentée comme supportée par une tige filetée 25 qui traverse la plaque supérieure 5 et une bande ou bride 26; un écrou 27 est placé entre la plaque supérieure 5 et la bride 26.

« En faisant tourner l'écrou 27, on peut faire varier la position de la pièce mobile d'amortissement 24 sans qu'il soit besoin d'ouvrir la boîte à huile.

« Les bords inférieurs de la pièce 24 sont arrondis pour épouser la forme incurvée des bords de l'armature et des projections ou saillies polaires, dans le cas où l'on met le système de réglage d'amortissement dans sa position la plus basse.

« Dans une autre réalisation, l'invention concerne aussi des dispositifs destinés à enregistrer ou reproduire des variations électriques correspondant à des sons, et elle porte principalement sur un dispositif perfectionné pouvant à volonté servir à l'enregistrement des sons ou, à partir d'un tel enregistrement, à produire des impulsions électriques dépendant du contour des phonogrammes sur lesquels ont été enregistrés des sons.

« Divers dispositifs ont jusqu'ici été utilisés pour enregistrer et reproduire les sons, soit directement, soit par reproduction de variations ou d'impulsions électromagnétiques dépendant du caractère des sons à transmettre.

« Certains de ces dispositifs impliquent l'utilisation d'organes qui se déplacent suivant le contour d'un phonogramme, par exemple celui des sillons d'un disque phonographique.

« Quand on utilise de tels organes mobiles, on se heurte fréquemment à des difficultés provenant de la déformation ou de la distorsion des sons, par suite de la tendance des organes à vibrer, surtout à une fréquence dépendant de leurs vibrations propres.

« Suivant la nouvelle réalisation de la présente invention, on réduit ces difficultés au minimum ou même on les

élimine complètement, par l'adoption d'un dispositif ou d'un appareil perfectionné comportant des organes mobiles de grande légèreté et se déplaçant dans un milieu amortisseur, de manière à empêcher la déformation ou la distorsion des impulsions auxquelles ils sont soumis.

« Les figures 4 et 5 se rapportent à cette nouvelle réalisation de l'invention.

« La figure 4 en est une vue perspective après enlèvement d'une partie du couvercle du dispositif.

« La figure 5 en est une coupe transversale.

« Le dispositif représenté sur les figures 4 et 5 comprend essentiellement deux aimants ou organes magnétiques 31 et 32 disposés de façon à ménager un entrefer entre leurs pièces polaires.

« Ces organes magnétiques 31 et 32 sont fixés sur un support isolant 33 au moyen de pièces de fixation 34 et 35 non magnétiques, entre lesquelles est supporté un ressort 36, ou un autre dispositif élastique équivalent.

« En un point intermédiaire entre les extrémités de ce ressort 36 est fixé un organe mobile 37 qui peut être soit un outil graveur destiné à creuser les phonogrammes, soit une aiguille phonographique destinée à explorer, pour la reproduction des sons, le disque phonographique 38.

« Un conducteur 39, disposé dans l'entrefer, qui sépare les pièces magnétiques 31 et 32 et relie à deux bornes 40 et 41, est fixé sur l'élément mobile 37, et est disposé de façon à être soumis à une tension dépendant du réglage d'écrous désignés par les numéros de référence 42 à 45. Les écrous 44 et 45 sont vissés sur des tiges filetées 46 et 47 respectivement ; celles-ci sont reliées mécaniquement au conducteur 39 par l'intermédiaire d'organes élastiques représentés ici sous la forme de ressorts 48 et 49 et sont montées dans des pièces 50 et 51 qui sont fixées sur le support isolant 33.

« La partie de l'appareil qui est placée au-dessus du support 33, est enfermée sous un couvercle 52 qui contient un liquide amortisseur tel que l'huile. Si l'on suppose que l'aiguille ou l'outil graveur 37 est hors de contact du disque 38 et qu'aucun courant n'est transmis à travers le conducteur 39, la position de la pièce 37 dépend de la tension résultante des ressorts 36, 48 et 49, et cette position peut être celle que représente le dessin.

« Mais lorsqu'on fait passer un courant dans le conducteur 39, les deux moitiés de ce conducteur sont soumises à des forces qui tendent à déplacer l'organe mobile 37 vers la droite ou vers la

gauche, suivant le sens de passage du courant dans le conducteur 39.

« Quand l'organe mobile 37 se déplace dans les deux sens, en suivant le contour des sillons d'un phonogramme, le conducteur 39 coupe le flux qui passe dans l'entrefer et il est le siège d'une force électromotrice qui dépend du contour des sillons.

« L'utilisation des ressorts 48 et 49 offre l'avantage, au cas où l'appareil tendrait à fonctionner à une fréquence double de celle du courant transmis dans le conducteur 39, d'éliminer le danger d'un tel régime de fonctionnement.

« On comprend facilement que, puisque l'organe mobile 37 possède une faible inertie mécanique, et que les mouvements du conducteur 39 sont amortis par les ressorts 48 et 49, il y a peu de tendance, sinon aucune, que les organes tendent à vibrer de façon à déformer les vibrations ou les impulsions auxquelles l'appareil est soumis.

« Il est bien entendu que les dispositions et les applications qui ont été indiquées ci-dessus, à titre d'exemple, ne sont nullement limitatives et qu'on peut s'en écarter, sans pour cela sortir du cadre de l'invention. »

RÉSUMÉ

« Perfectionnements apportés aux dispositifs servant à enregistrer et à reproduire des variations électriques correspondant à des ondes sonores, notamment aux dispositifs servant à fabriquer des phonogrammes et à ceux qui utilisent ceux-ci, ou « pick-up » ; ces perfectionnements ayant pour but principal de supprimer ou tout au moins de réduire au minimum les déformations ou les distorsions des ondes, des impulsions et des vibrations, et portant essentiellement sur les points suivants qui peuvent être pris soit isolément, soit en combinaison :

« 1° Les masses des organes mobiles sont réduites aux plus faibles valeurs admissibles ;

« 2° Les déplacements des organes mobiles sont amortis par les frottements d'un fluide, par exemple de l'huile ;

« 3° Un dispositif du type envisagé comprend un aimant, une armature vibrant près de cet aimant ; un style relié à l'armature et une boîte ou enveloppe contenant un liquide amortisseur qui entoure l'armature et est traversée par l'organe reliant le style à l'armature ;

« 4° En ce point de traversée, l'enveloppe est munie d'une partie flexible.

« 5° Cette partie flexible est constituée, par exemple, soit par un chapeau de caoutchouc, soit par un diaphragme à soufflet du genre « siphon ».

« 6° L'armature est munie d'une palette qui se déplace dans le fluide amortisseur ;

« 7° En vue d'augmenter et de régler l'amortissement, une pièce creuse est prévue et peut être déplacée, de façon à venir coiffer ou envelopper plus ou moins la palette mentionnée sous 6° ;

« 8° Suivant une variante, un conducteur est placé dans le champ magnétique d'un ou de plusieurs aimants et est relié mécaniquement à une pièce mobile solidaire du style ;

« 9° La pièce mobile solidaire du style est supportée de manière élastique, par exemple au moyen d'un ou de plusieurs ressorts ;

« 10° Le conducteur mentionné sous 8° peut être tendu, par exemple, au moyen de ressorts ou d'autres pièces élastiques ;

« 11° Des moyens permettent de régler ou d'ajuster la tension du conducteur ;

« 12° Les pièces élastiques sont fixées au conducteur de part et d'autre de la pièce mobile solidaire du style. »

Compagnie Française
pour l'exploitation des
procédés Thomson-Houston
boulevard Haussmann, 173, Paris.

Tel est ce brevet 651.366 qui, par son originalité et par la référence des laboratoires d'où il est issu, méritait de vous être reproduit intégralement. Combien de constructeurs et d'amateurs de pick-up pourraient méditer sur ces méthodes d'amortissement et penser qu'il en existe peut-être d'autres capables de donner aussi de bonnes courbes de reproduction.

Ajoutons que ces appareils inscripteurs peuvent aussi être accouplés à des membranes de petit diamètre en relation avec des pavillons bien étudiés ou avec des membranes de plus grand diamètre en relation avec l'air libre, et constituer ainsi d'excellents moteurs de haut-parleur. Il est nécessaire alors, dans ce cas, de ne pas oublier que les membranes vibrantes constituent elles-mêmes des amortisseurs puissants.

Ces considérations ne vous sont données que pour vous inciter à la recherche, les dessins des brevets étant suffisamment explicites pour vous montrer le dimensionnement des pièces ; mais il est bien évident que toutes réserves sont faites quant aux droits de la propriété industrielle.

■ ■ ■ ■ ■

LES HAUT-PARLEURS

Les haut-parleurs électrodynamiques

(Suite)

par H. DELFOSSE

■ ■ ■ ■ ■

EMPLACEMENT DES HAUT-PARLEURS.

LA question de l'emplacement du haut-parleur avec écran prend surtout une certaine importance lorsqu'il s'agit des grands volumes de son destinés à une salle d'auditions publiques. Dans un appartement, où le volume de son est normalement modéré, l'avantage de la meilleure localisation est moins sensible. On constatera, généralement, que cet emplacement est un angle de la pièce.

Il faut éviter de laisser un faible espace d'air entre le haut-parleur et le mur, l'air intercalé pouvant entrer en résonance pour certaines fréquences. Il faut également éviter que l'ébénisterie n'entre en résonance avec le plancher. Cette résonance tend à se produire assez fréquemment dans les immeubles en ciment armé dont les planchers sont sonores et relativement élastiques. Il suffit, pour y remédier, de placer un tapis sous les pieds et devant l'ébénisterie, ou encore de mettre sous les pieds des cales en caoutchouc. Bien entendu ces précautions ne sont nécessaires que dans le cas où le volume de son est déjà assez fort. Ceci implique donc l'emploi d'un amplificateur à grande puissance.

Dans les grandes salles, l'on utilise généralement plusieurs haut-parleurs. Il faut avoir soin de les disposer de façon à distribuer le son le plus uniformément possible, sans incommoder les auditeurs les plus voisins des haut-parleurs. La meilleure disposition dépendra évidemment de la forme de la salle et ne peut être indiquée *a priori*. Toutefois, il est à noter qu'en général il vaut mieux placer les diffuseurs très haut, en observant, pour leur orientation, quelle sera la répartition du son, compte tenu des réflexions successives sur les murs. Si les haut-parleurs sont placés par deux, on les superposera verticalement, en donnant aux plans verticaux de leurs axes un angle de 15 degrés.

On constatera, en outre, que la présence du public dans la salle amortit considérablement les résonances et semble diminuer l'intensité du son, même si le silence est observé par

l'auditoire. Le phénomène est absolument normal et on devra toujours prévoir dans les essais sans public une réserve de puissance sonore pour compenser cet amortissement.

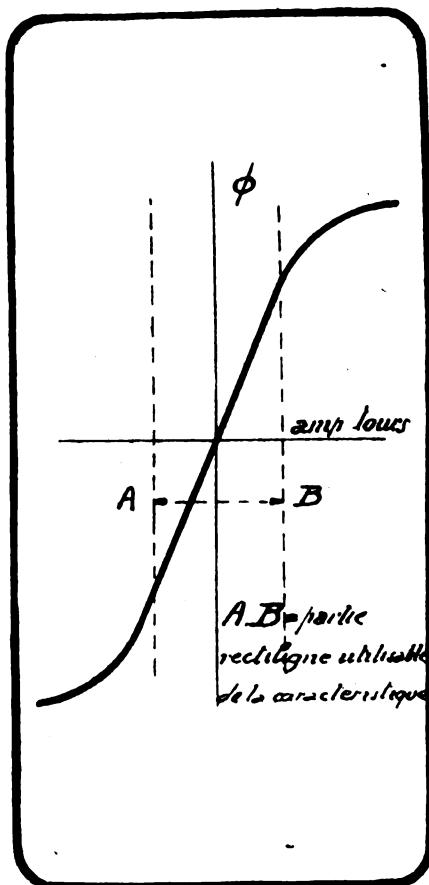


Fig. 1

CONSIDÉRATIONS SUR LES AMPLIFICATEURS ET LES CIRCUITS DESTINÉS AUX HAUT-PARLEURS ÉLECTRODYNAMIQUES.

Un haut-parleur électrodynamique bien construit est un appareil dont la fidélité est telle que c'est presque un défaut. Cette affirmation semble paradoxale à première vue. Pourtant, les constructeurs qui se sont exercés à établir un amplificateur pour électrodynamique ne nous contrediront

pas. C'est qu'il est extrêmement difficile de mettre au point un amplificateur qui ne déforme pas les ondulations qu'on lui applique.

Examinons sommairement les différentes causes de déformation d'un amplificateur à basse fréquence : Tout le monde sait que l'on utilise un organe de liaison qui est soit un transformateur, soit une réactance, soit une résistance. Cet organe introduit une première cause de déformation mais qui n'est pas la plus importante.

Un transformateur a un rendement qui varie en fonction de la fréquence. De plus, le courant permanent qui traverse le primaire peut, si le circuit magnétique est faiblement dimensionné, provoquer un flux tel que le point de fonctionnement magnétique se trouve au delà de la partie rectiligne (fig. 1) de la caractéristique de la tôle employée. Toutefois, on construit à l'heure actuelle des transformateurs qui ne présentent pas ces défauts. Ce sont des appareils dans lesquels on n'a pas lésiné sur les matières premières et dont le prix est assez élevé.

Les réactances ont les défauts précédents atténués du fait que le rapport de transformation est égal à 1. Leur amplification est également moindre. Quant aux autotransformateurs, on ne peut guère leur trouver de supériorité sur les transformateurs proprement dits.

Les résistances seraient parfaites si elles n'avaient les deux défauts suivants : 1° Rendement médiocre ; 2° Nécessité d'employer un condensateur de liaison. Cette dernière obligation, commune d'ailleurs aux selfs et aux résistances, constitue un inconvénient. En effet, un condensateur est susceptible de transmettre une quantité d'énergie déterminée par la variation de la différence de potentiel qui existe entre ses armatures.

Or, l'énergie demandée par les haut-parleurs est plus considérable pour les fréquences faibles que pour les fréquences élevées. Comme les amplitudes des oscillations sont à peu près constantes quelle que soit la fréquence, il en résulte que les fréquences basses sont moins bien transmises que les fréquences élevées. Chacun sait qu'une faible capacité de liaison favorise le passage des fré-

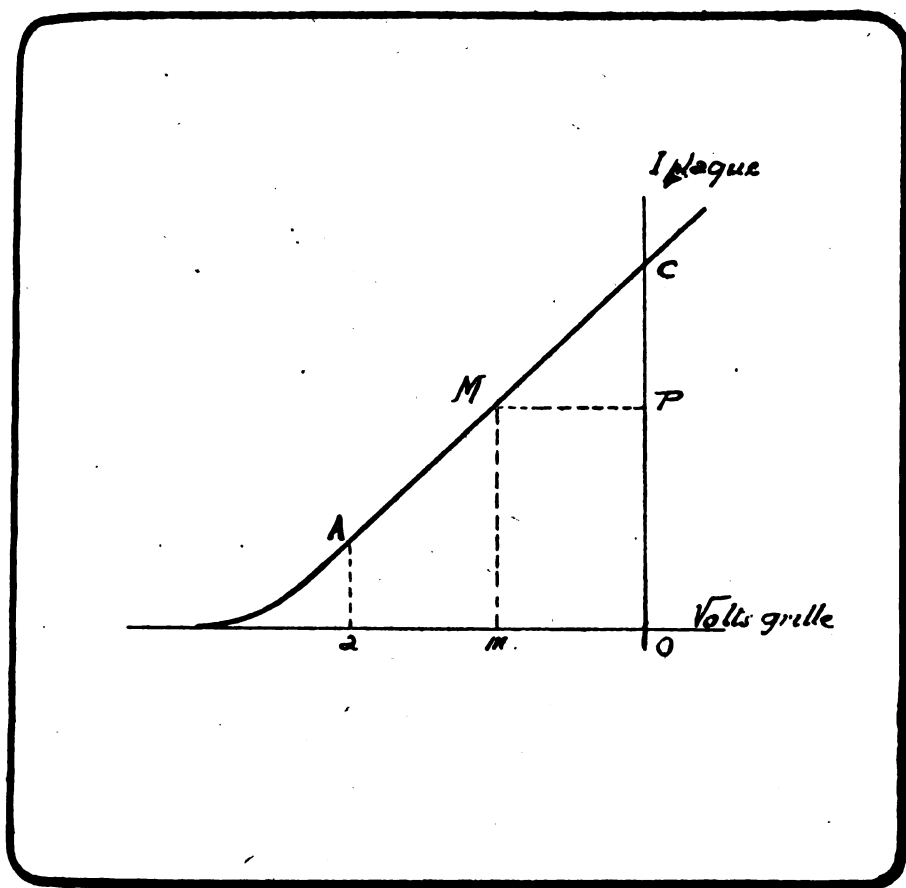


Fig. 2

quences élevées alors qu'une forte capacité favorise les fréquences basses. Cette propriété constitue d'ailleurs un moyen d'aplanir la courbe de réponse d'un amplificateur en dosant convenablement les valeurs des capacités conjuguées avec les transformateurs de liaison.

Abordons maintenant la cause de déformation la plus importante : C'est celle qui est due aux lampes amplificatrices.

Considérons la courbe du courant plaque d'une lampe en fonction de la polarisation de sa grille (fig. 2). Il s'agit ici d'une lampe triode.

Comme nous ne posons pas de chiffres, supposons qu'il s'agisse de la caractéristique statique. On sait que la partie utilisable de la caractéristique est la partie rectiligne AC se trouvant dans la région de courant grille pratiquement nul. En fait, la caractéristique dynamique se trouvant en dessous de la caractéristique statique, la partie utilisable se trouve réduite. Mais ne posons pas de chiffres et raisonnons sur cette courbe sans la préciser.

Cette partie utilisable AC, détermine un potentiel minimum Oa et un potentiel maximum zéro pour les variations d'amplitude de la tension grille. Le point M, milieu de AC détermine la valeur de la polarisation Om et le courant-plaque moyen Op . Pour éviter toute déformation il faudra donc :

1° Polariser convenablement : Une polarisation trop forte amènera une déformation par détection par la courbure de la caractéristique de plaque et se traduira par une diminution du courant plaque aux amplitudes maxima. Une polarisation trop faible donnera une détection par courant grille et une augmentation du courant plaque aux fortes amplitudes;

2° Ne pas appliquer à la grille des différences de potentiel supérieures à Oa . En effet, même polarisée convenablement, la lampe détectera des deux façons et il pourra se faire que, même avec des variations de courant plaque négligeables au milliampère-mètre, la déformation soit insupportable à l'oreille.

La valeur de cette tension Oa est relativement faible ; elle est un peu inférieure pratiquement au double de la tension de polarisation. Or, dans la pratique, après un premier étage basse fréquence alimenté par une lampe détectrice fonctionnant normalement, la différence de potentiel existant aux bornes du transformateur de liaison, généralement de rapport 3 ou 4, est de l'ordre de 20 à 80 volts. On conçoit donc qu'il faut utiliser ensuite une lampe dont la polarisation sera d'au moins 40 volts si l'on veut utiliser un étage supplémentaire. Ceci implique l'emploi d'une tension anodique de l'ordre de 400 volts. Ou

bien il faudra se contenter d'un seul étage basse fréquence et alors l'auditeur trouvera évidemment que « ça ne fait pas beaucoup de bruit ».

Toute la difficulté réside à trouver une lampe qui ait une amplitude suffisante de variation de potentiel grille pour une tension plaque déterminée. Nous demandons ici aux constructeurs de lampes d'élargir les grilles de leurs triodes de façon à en déplacer vers la gauche les caractéristiques. Et nous conseillons aux amateurs les lampes dont la polarisation est la plus forte pour une tension plaque donnée.

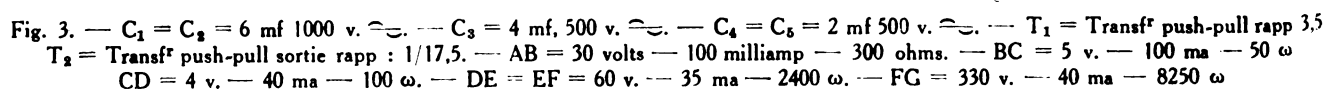
Une lampe dite de puissance, fonctionnant sous 160 volts plaque devrait avoir une polarisation d'au moins 40 volts et une lampe de 400 volts-plaque devrait pouvoir être polarisée à 100 volts. Lorsque de telles lampes existeront sur le marché français, la question de la déformation par les lampes ne se posera plus.

Il est à remarquer que les déformations ci-dessus passent inaperçues dans un haut-parleur de qualité médiocre. En effet, un tel haut-parleur reproduit seulement une assez étroite bande de fréquences qui n'est pas affectée par cette déformation de détection, en particulier dont les fréquences sont très complexes et plutôt élevées. On peut faire crier plus fort un appareil électromagnétique qu'un électrodynamique, en raison de son imperfection plus grande, sans s'apercevoir que les lampes sont saturées.

Si un amateur non averti se contente de substituer un électrodynamique à un haut-parleur quelconque, il constatera le plus souvent que l'audition est plus mauvaise qu'avant. Dès à présent il faut qu'il se persuade que l'emploi d'un haut-parleur électrodynamique de façon à profiter de sa grande fidélité n'est possible qu'à la condition d'avoir un amplificateur basse fréquence irréprochable.

Si les lampes ne sont utilisées que dans la partie rectiligne de leur caractéristique, la déformation sera inappréciable à l'oreille à condition que les organes de liaison soient de bonne qualité et alors l'audition donnera une impression de vérité étonnante.

Généralement, les transformateurs basse fréquence favorisent la transmission des notes graves. De même, les lampes amplificatrices diminuent de rendement quand la fréquence augmente, en raison de leurs capacités internes. Les deux raisons font que, fréquemment, l'audition d'un haut-parleur électrodynamique donnera l'impression que les notes basses sont trop violentes et la parole est cavernueuse. Cet effet sera encore plus accentué si le diffuseur est placé à l'intérieur d'une ébénisterie un peu profonde. Le phénomène n'est pas sans remède. Il suffira de placer en dérivation sur le secondaire du ou des



deux à six millièmes de microfarad feront l'affaire. Toutefois, il ne faudrait pas vouloir faire rendre des notes basses aux postes de T. S. F. qui ne les émettent pas, par exemple l'Ecole des P. T. T. qui ne transmet pas les fréquences inférieures à 200. Il ne

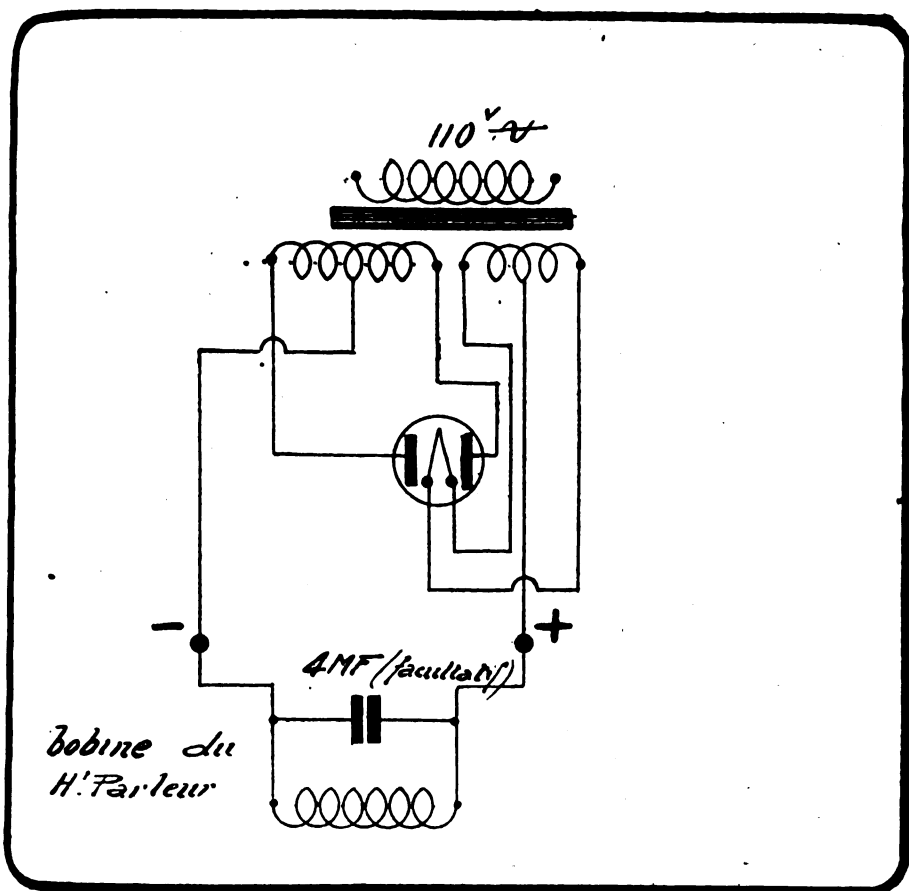


Fig. 4

faut pas non plus exiger de certains émetteurs une pureté parfaite, puisque leurs lampes sont saturées à l'émission : c'est le cas d'à peu près toutes les stations françaises d'Etat. Il est vraiment pénible de le constater, mais, lorsqu'on est en possession d'un électrodynamique, on ne peut pas écouter la « musique » émise par ces stations sans avoir les oreilles douloureusement impressionnées.

RÉALISATION D'UN AMPLIFICATEUR A GRANDE PUISSANCE

L'amplificateur que nous décrivons ci-dessous (fig. 3) est un ensemble alimenté entièrement par courant alternatif et qui possède l'avantage d'utiliser comme self de filtre la bobine d'excitation du haut-parleur.

L'ensemble est constitué par deux étages basse fréquence et deux valves redresseuses.

Les valves redresseuses sont 2 kénons K30 de la Co des Lampes ; le 1^{er} comporte une lampe DZ908 ou A409, le 2^e étage comporte deux lampes CL1257 en push pull.

Le transformateur d'alimentation est prévu pour comporter trois secondaires : l'un donnant 7 volts ; 2,4 ampères pour le chauffage des lampes CL1257, l'autre, de mêmes constantes, pour le chauffage des K30, le troisième donnant 1300 volts qui seront redressés

et alimenteront l'ampli en courant haute tension. Chacun de ces enroulements comporte une prise se trouvant exactement au milieu électrique du bobinage.

La première lampe, ayant une consommation de 60 milliampères seulement, sera chauffée par le courant redressé des kénons. Ainsi le ronflement dû au secteur sera-t-il réduit au minimum.

Une résistance à prises assure la répartition des différentes tensions de polarisation et anodiques utilisées dans l'amplificateur.

Lorsqu'on désire employer cet amplificateur sur pick up, on attaquera la grille de la première lampe directement ou par l'intermédiaire d'un transformateur suivant les modèles de pick up ; il sera même bon d'intercaler entre les bornes du pick up un filtre de crachement d'aiguille. Généralement, ce filtre est constitué par une self et un condensateur en série ; ce circuit bouchon a une pointe de résonance calculée pour la fréquence des crachements à éliminer qui sont d'une périodicité très élevée. Il n'y a pas intérêt à filtrer complètement ce bruit, car on annule en même temps les fréquences élevées qui caractérisent le timbre des instruments ; on annule également les consonnes sifflantes de la parole et on tombe dans un autre défaut.

Quand cet amplificateur est placé à la suite d'un récepteur de T. S. F., la grille de la première lampe sera attaquée par l'intermédiaire d'un transformateur de rapport 2 ou 3 dont le primaire sera placé dans le circuit-plaque de la lampe détectrice. Si le récepteur comporte un étage basse fréquence, on supprimera le premier étage de l'amplificateur décrit ou on se branchera sur le jack représenté à la figure 3. On pourra ainsi conserver pour le pick up deux étages de l'amplificateur décrit sans avoir recours à aucune autre source d'énergie que le secteur alternatif.

La résistance potentiométrique est munie de prises qui permettent l'alimentation en courant anodique d'un récepteur de T. S. F. Dans ce cas, il est préférable de ne pas utiliser le premier étage B. F. de l'amplificateur, car la tension anodique de cette première lampe tombe de 130 à 80 volts environ par suite de la consommation plus grande.

On devra évidemment prendre de grandes précautions pour l'isolement, car la tension utilisée est dangereuse et il faut absolument s'interdire de toucher aux connexions de l'amplificateur lorsqu'il est sous tension.

Pour éliminer le plus possible les ronflements dus à l'induction du réseau sur les circuits du courant modulé, il sera bon de relier ensemble toutes les masses métalliques des transformateurs et haut-parleur et de relier cette masse au point de potentiel zéro de l'amplificateur (milieu du chauffage des lampes CL1257). Par surcroît de précautions, cette mise à la masse des circuits se fera par l'intermédiaire d'un condensateur de deux microfarads. On évitera ainsi l'électrocution de l'imprudent mettant la main sur un conducteur à haute tension.

Sur certains secteurs plus particulièrement bruyants, le fait de relier la masse de l'appareil à une prise de terre atténuera plus efficacement le bourdonnement, s'il persistait malgré la connexion entre les masses.

On pourra obtenir un résultat un peu meilleur en montant l'amplificateur sur un socle de tôle. Ceci constitue en effet une masse plus soignée. Un capotage se montrera efficace également.

AMPLIFICATEUR A MOINDRE PUISSANCE

Les amateurs ne désirant pas engager la dépense de l'amplificateur décrit ci-dessus peuvent néanmoins obtenir des auditions excellentes avec un amplificateur basse fréquence ordinaire, à condition de se contenter d'un volume de son réduit. Le meilleur amplificateur qu'on puisse réaliser est celui qui utilise en premier étage une lampe A409 et en deuxième étage deux lampes B403 en push pull. Chaque constructeur de lampes indique

toujours les combinaisons qui s'adaptent le mieux aux lampes qu'il fabrique, et nous ne voulons pas décrire en détail toutes les possibilités de réalisation.

De même, nous n'avons jamais prétendu qu'il ne soit pas possible de réaliser un bon amplificateur avec des lampes d'une autre marque que celles que nous avons indiquées ; en nous limitant à l'appareil décrit, nous avons voulu indiquer seulement un ensemble dont le fonctionnement est garanti et éprouvé.

Quant à l'emploi des lampes trigrides de puissance, nous ne croyons pas devoir le conseiller avec les appareils électrodynamiques pour la raison suivante. :

Ces lampes ont une résistance interne considérable ; or, les transformateurs de sortie des appareils électrodynamiques ont une impédance prévue pour des lampes à faible résistance, de l'ordre de 2 à 4.000 ohms. Il en résulte un assez mauvais rendement lorsqu'on les emploie avec des lampes telles que la R. 79 ou la B443. Il ne semble cependant pas impossible d'adapter ces dernières aux haut-parleurs électrodynamiques, mais nous n'avons fait jusqu'à présent aucun essai dans ce sens. Quoi qu'il en soit, il ne faut toujours pas perdre de vue que les conditions d'utilisation de ces lampes sont les mêmes que celles des lampes ordinaires en ce qui concerne l'étendue de la variation du potentiel de grille et les distorsions à éviter.

EXCITATION DES HAUT-PARLEURS ÉLECTRODYNAMIQUES

Nous avons vu qu'il était nécessaire d'avoir un électro-aimant pour obtenir le champ magnétique intense dans

lequel se meut la bobine du diffuseur. Lorsqu'on n'emploie qu'un amplificateur à faible puissance, il n'est pas intéressant d'utiliser comme self de filtre la bobine d'excitation.

Toutefois, l'énergie assez importante nécessaire pour cette excitation sera fournie par une source de courant appropriée à l'énergie dont on dispose.

Il est évidemment possible d'employer un accumulateur de 4 ou 6 volts, mais le régime de décharge (1 ampère) assez élevé nécessitera des recharges plus fréquentes, bien que peu onéreuses.

Si l'amateur dispose d'un secteur à courant continu, le problème ne se pose pas et le courant sera employé directement à travers le bobinage à grande résistance décrit plus haut. La consommation sera presque nulle.

Dans le cas le plus fréquent d'un secteur alternatif, il faudra employer une valve redresseuse (fig. 4) telle qu'une K 15 ou une lampe analogue d'une autre marque. On devra disposer de 120 milliampères sous 120 volts si le haut-parleur est un Rice-Kellog. On peut se contenter de 60 milliampères sous 60 volts qui donnent encore un champ magnétique intense. Si le bobinage est prévu pour 4 ou 6 volts, un redresseur tel qu'un tungar ou un cuproxyde fournira l'énergie nécessaire. Il n'est pas besoin de filtrer le courant, même si l'on ne redresse qu'une alternance. Cependant, dans ce dernier cas, on percevra un léger bourdonnement, mais qui n'est pas gênant.

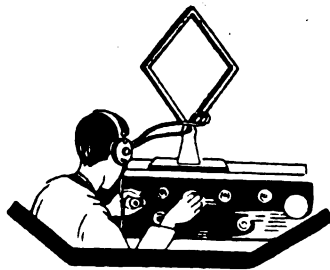
CONCLUSION

Comme nous l'avons déjà dit, les haut-parleurs électrodynamiques sont les haut-parleurs dont le rendement

se rapproche le plus de la réalité à l'heure actuelle. A notre avis, les progrès qui restent encore à faire portent plus sur les amplificateurs que sur les haut-parleurs eux-mêmes. Tels quels, les ensembles que sortent les constructeurs donnent déjà des résultats excellents et qui enthousiasment ceux qui les entendent pour la première fois. Leur principal défaut est d'être d'un prix inabordable aux bourses moyennes. Il faut souhaiter qu'avec l'effet de la concurrence les prix s'abaissent sensiblement.

Toutefois, en raison de leur complexité, du prix élevé des matériaux entrant dans leur fabrication, de l'outillage nécessaire et des redevances aux propriétaires des brevets, il faut bien se persuader que les haut-parleurs électrodynamiques ne seront jamais vendus à bas prix et que, de ce fait, leur diffusion dans le public sera forcément limitée.

Nous pensons quand même que leurs brillantes qualités valent bien le sacrifice de leur prix pour les personnes qui désirent avoir des auditions vraiment artistiques. A notre goût personnel, nous préférons de beaucoup le silence aux nazillements criards qui s'échappent des fenêtres ouvertes les soirs d'été et qui caractérisent la T. S. F. telle qu'on l'écoute dans les agglomérations de la banlieue parisienne. Il y a quelques années, les gens éclectiques préféraient une écoute au casque ; actuellement, il est une reproduction encore plus fidèle que celle du casque. Nous souhaitons à nos lecteurs qui n'ont jamais entendu un électrodynamique de s'en faire donner une audition. Elle les convaincra plus rapidement que de longs discours des réelles qualités de ces haut-parleurs.



Recherches et essais sur les lampes de T. S. F.

(Suite)

par A. KIRILOFF, *Ingénieur Radio E. S. E.*

■ ■ ■ ■ ■

EN dehors de ces lampes spéciales, l'on fait, ces temps derniers, de sérieuses recherches pour l'élaboration d'un type de lampe destiné à la télévision (fig. 123). Le principe de cette lampe est proposé par l'Américain Nakken et consiste dans ce fait que la grille d'une lampe ordinaire est enduite d'une substance sensible à la lumière (par exemple l'hydrure de potassium). Sous l'influence de la lumière, se produit la formation d'un nouveau flux supplémentaire d'électrons dans la lampe, flux qui modifie le courant fondamental de la lampe. Ceci peut servir à la télévision. D'autre part, nous pouvons noter ces temps-ci, dans la pratique de laboratoire, une tendance persévérante pour l'étude de la possibilité de la transformation de fréquence à l'aide de lampe. Nous avons déjà remarqué que cette région peut conquérir un grand avenir grâce à la possibilité d'arriver, par la transformation de fréquence, à élaborer un générateur de nouvelles vibrations. La tentative de créer un transformateur de fréquence a déjà son histoire. Mais ceci concerne principalement la transformation de fréquence industrielle à l'aide de convertisseurs de fréquence ou les schémas de multiplicateurs statiques (doubleur et tripleur : M. Latour et le commandant Chaulard). Ces temps derniers, nous remarquons une tendance à étudier la transformation à l'aide de lampes.

Dans ce sens, sont intéressantes les expériences de laboratoire faites en Amérique et qui ont amené la création de doubleurs de fréquence à l'aide de lampes spéciales. Le schéma d'une telle lampe est donné à la figure 124. C'est un champ nouveau pour l'utilisation des lampes et qui ouvre des possibilités très variées et inattendues.

Pour terminer cette étude des lampes spéciales et perfectionnement de lampes, arrêtons-nous au dernier perfectionnement, celui de la création de lampes sans filament pour le redressement du courant.

Dans ce sens est intéressante la valve Radiotechnique, V. 70 (licence Raytheon). Nous le voyons à la figure 125. La lampe ne possède pas de filament. Les 2 anodes ont une petite surface en forme de tige A', A''. La cathode représente une couverte de grande dimension. La lampe fournit un courant d'ionisation dans l'atmosphère du gaz

hélium et redresse ainsi le courant $\approx$. Généralement une telle lampe fournit un débit de 20-30 mA à la tension de 80-120 v.

Tel est également le genre de la lampe sans filament : Helior, Métal, Philips, etc. Intéressants également les régulateurs à néon et argon type Métal. Leur principe est visible sur la figure 126. Selon le débit, il existe plusieurs modèles avec différentes grandeurs d'électrodes. L'anode est représentée par la tige, et l'électrode + par la spirale de la grande surface de la cathode; le courant ne peut venir que de l'anode vers la cathode, c'est-à-dire que c'est un courant d'ionisation. Le courant d'électrons peut pratiquement être considéré comme nul et, lors des grandes tensions, l'arc se forme entre les électrodes. La possibilité d'un tel redressement du courant est fondée sur la dissymétrie d'électrodes. Etant donné l'existence d'une grande cathode, il est possible de maintenir un fort courant d'ionisation, tandis que l'électrode-anode ne donne pas cette possibilité pour établir le courant d'électrons, par suite de sa petite surface. L'on peut, à l'aide d'une telle lampe, soutenir une tension

constante malgré l'importante variation d'intensité du courant. $+ \Delta I_m A = 50$ (de l'ordre) $\Delta E = 2$ volts (environ), ce qui dépend des modèles et de leur construction (fig. 127).

Perfectionnement des lampes.

Je ne peux pas, malheureusement, m'arrêter ici sur toute la diversité d'utilisation des lampes pour différents montages, sur les innombrables brevets et perfectionnements, mais je voudrais donner une idée de la manière dont les constructeurs, en changeant et en faisant entrer dans la composition de la lampe des organes supplémentaires, ouvrent aux savants et aux expérimentateurs un nouveau champ d'étude. J'ai déjà parlé ici même de la principale tentative des recherches de ces constructeurs : la modification du nombre de plaques, grilles, filament et autres organes de la lampe. Les constructeurs suivent également un autre chemin : ils tentent d'apporter des modifications à la lampe en changeant la forme des électrodes, en modifiant leur disposition et leur corrélation. La technique a parcouru dans ce sens

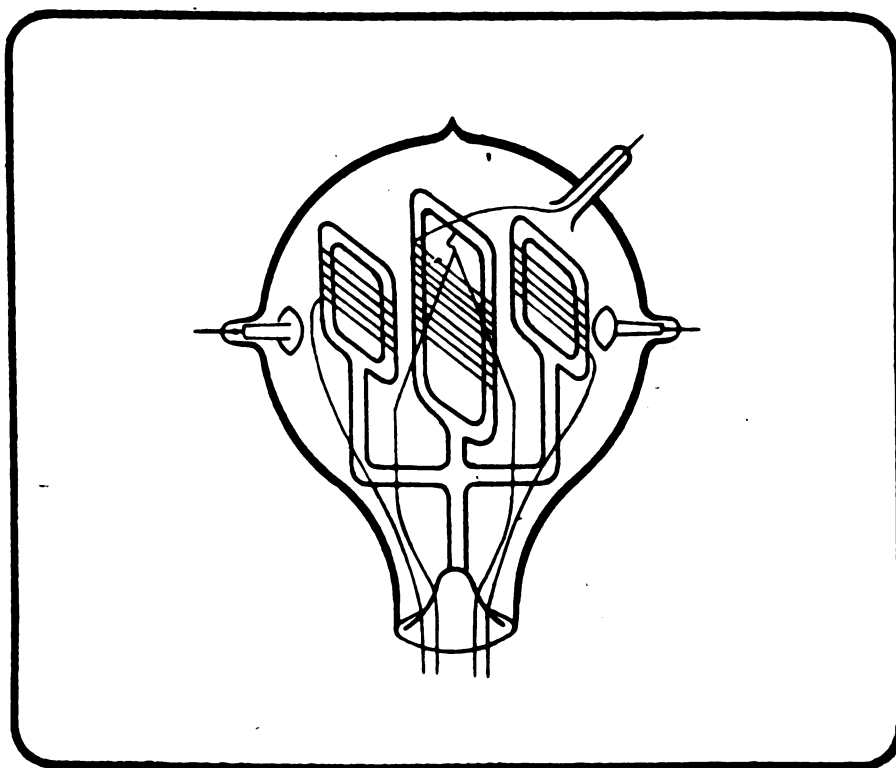


Fig. 121.

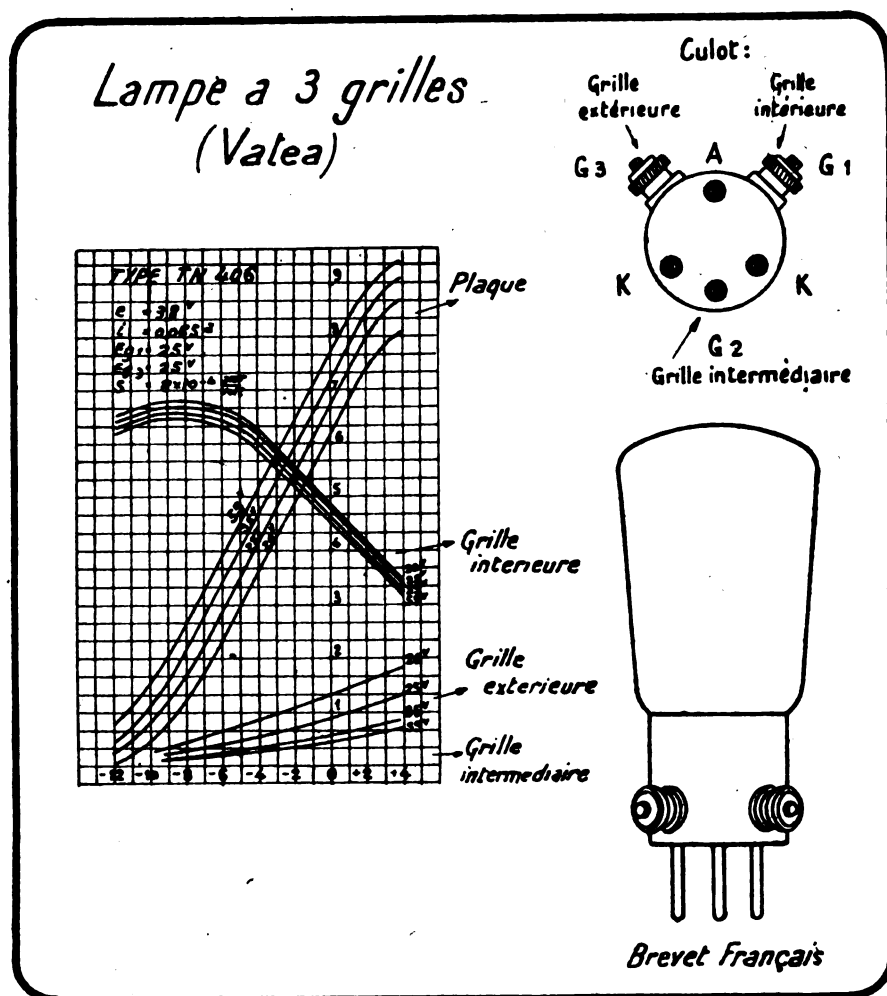


Fig. 122

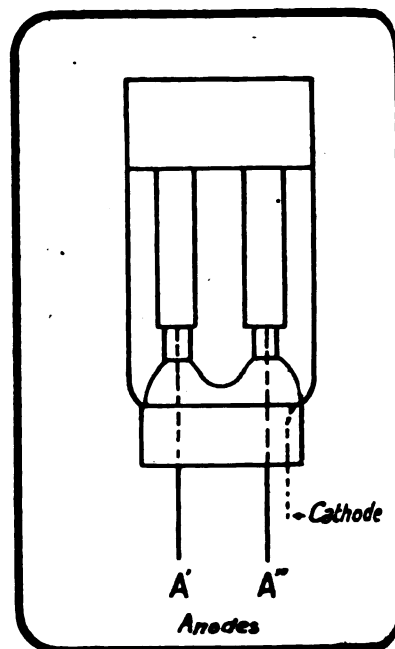


Fig. 125.

seulement quelques travaux curieux dans cette sphère. Très intéressante la tentative faite en Amérique de remplacer le montage horizontal ordinaire de la lampe par un montage vertical (voir fig. 109 et 110); d'autre part, dans le montage horizontal, l'on tente de remplacer les plaques et grille cylindriques par les mêmes aplaties et de donner, dans ce cas, au filament une surface aussi grande que possible (fig. 134). En France, nous

un long chemin et a fourni un nombre incommensurable de brevets et de perfectionnements dans tous les pays. Nous ne voulons guère embrasser ce côté compliqué des recherches et notons

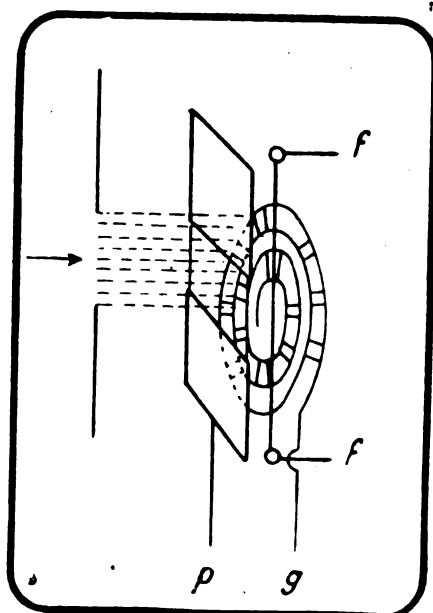


Fig. 123.

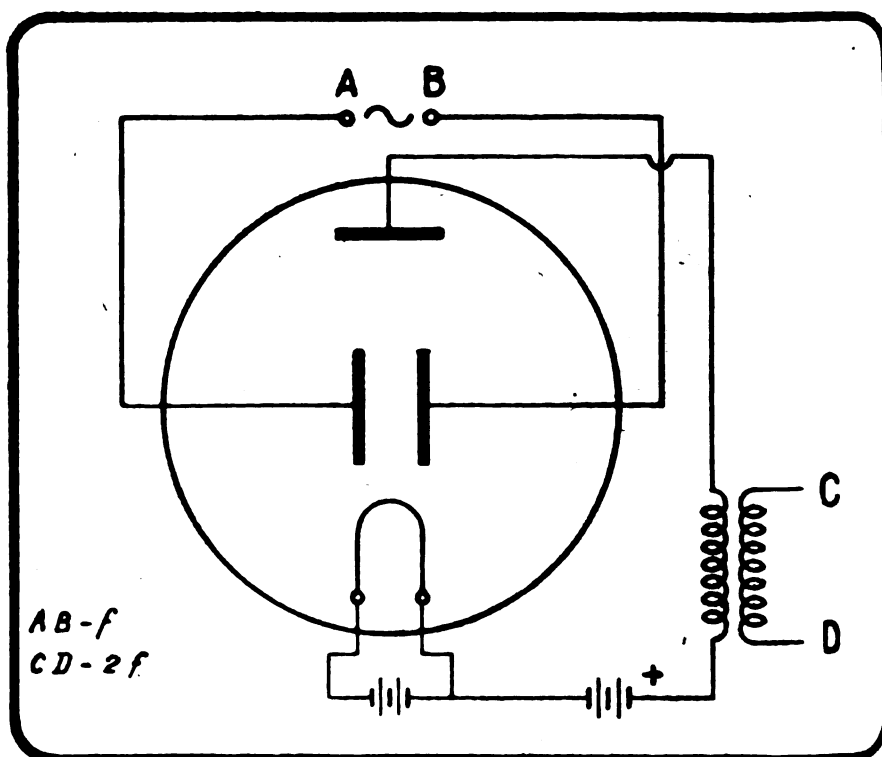


Fig. 124.

Régulateur de tension type à neon . Métal

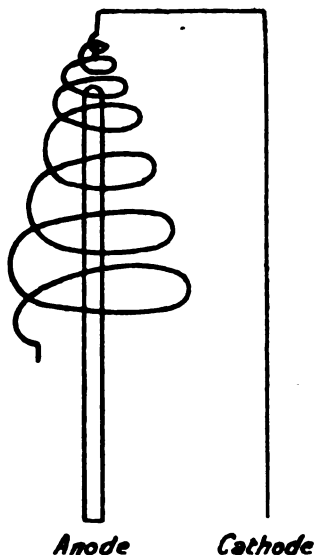
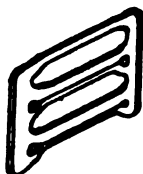


Fig. 126.

Stamped Grid



Westinghouse Lamp Company
British Patent n° 229704

Fig. 128.

Notons les grilles :

1° Grille Westinghouse Company (Amérique), stamped grid (fig. 128).

2° La grille Triotron, possédant une faible capacité parasite ($1,5 \mu F$) (fig. 129).

3° La grille Cosmos (Angleterre) (fig. 132).

4° Les grilles Métal pour G. M. (fig. 131), etc...

Sont également intéressants les montages de certaines lampes fabriquées en Espagne (fig. 130),

Parmi les lampes de réception sont originaux les montages de lampes Radiotechnique (fig. 133).

Philips, tendant à créer des lampes à faible capacité parasite entre grille et plaque, a placé la plaque sur corne (voir fig. 70).

Grille Triotron

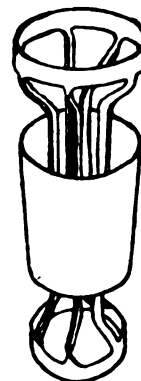


Fig. 129.

Intéressants également, et originaux certains montages Western et G. E. C. (voir fig. 136). Parmi les études de la corrélation des électrodes sont intéressantes les expériences avec le placement des électrodes sous angle on avec coupure des électrodes en deux parties. Ces tentatives sont visibles sur la figure 135. Ceci est quelquefois intéressant pour l'étude de la détection et l'obtention d'une faible pente (de l'ordre 0 mAv.1) avec résistance comparativement faible. Nous ne nous arrêterons pas ici sur le montage des grandes lampes d'émission qui sont

notons le désir de diminuer la résistance interne à l'aide de 2 plaques et grilles en || (fig. 133). Certaines compagnies consacrent une attention sérieuse à la grille.

Courant
Anode

I mA

100

50

Tension Volts

50

100

150

200

2V

Amorçage pour E anode cathode > 140V (de l'ordre : 142 - 150V)
(gaz Neon)

Fig. 127.

Lampe Castilla (Espagne)

TA-0 (Minimatt) Miniergio

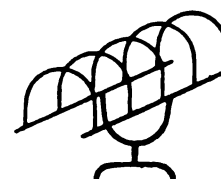
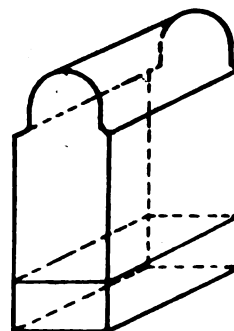


Fig. 130.

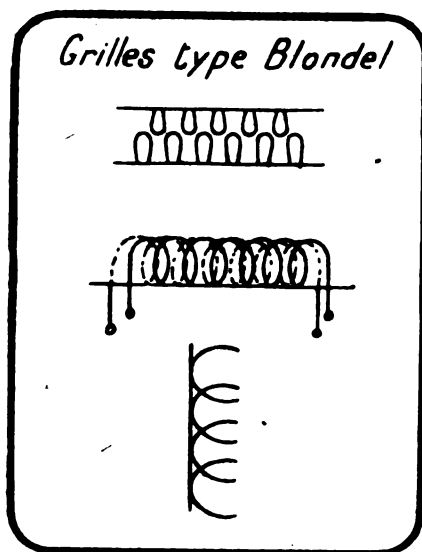


Fig. 131.

déjà élaborées jusqu'à un certain point et qui ne subissent pas de modifications sensibles.

Notons l'intéressant montage des lampes UV 851 (fig. 147) et UV 204 A (fig. 137), dont nous nous entretenons plus loin, ainsi qu'une série de lampes d'émission au quartz pour ondes courtes, lancées par la Compagnie des lampes (montage vertical), (fig. 110, les ondes courtes) et une série de lampes de cette compagnie à 1 kw (type E 1000 C, D, etc.) (fig. 138).

Originale, l'amélioration dans la lampe Neuvron Métal contre l'effet électrostatique : installation d'un support spécial contre la vibration du filament (fig. 140); de même que le mode de suspension de la lampe Radiotechnique E 952 B (voir fig. 139) et une série de Kénotrons Métal de grande puissance n° 9 et n° 10, qui

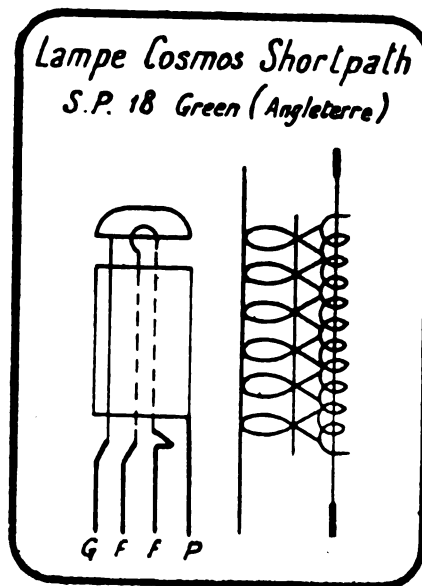


Fig. 132.

possèdent une curieuse suspension du filament (fig. 141).

Nous n'avons indiqué ici que quelques cas caractéristiques, ne désirant nullement embrasser toute cette grande région.

Lampes de moyenne puissance

Les lampes de moyenne puissance T. S. F. comptent sur le marché une grande variété de modèles. Ces dernières années, il a été réalisé un type standard que l'on peut considérer comme lampe-modèle.

Nous donnons ici ce type standard pour moyenne puissance, de la Compagnie des lampes (C.L.). Remarquons ici que, pour le cas des autres lampes d'émission à moyenne et, dans certains cas, à grande puissance, nous nous arrêterons principalement sur celles de la Compagnie des lampes Métal, en étudiant leur type standard, car les lampes des autres compagnies françaises et étrangères — France : Radiotechnique, Fotos-Grammont; Hollande : Philips; Allemagne : Telefunkon; Angleterre : Mullard, Amérique : G. E. Co, Western, — n'accusent pas de différences sensibles par comparaison aux lampes susmentionnées.

Voici les constantes et les caractéristiques des lampes de moyenne puissance, type standard :

| | | | | |
|---------------------|----------|--------------------------|--------------------------------|--------------------------|
| E 4 C.L. : 5 v. 8 ; | 2 a. 5 ; | $\rho = 20.000 \omega$; | $K = 13$; | $a = 0 \text{ mAv. } 66$ |
| | | | (Pl. 800-1.200 v.) (moyenne) | |
| E 6 C.L. : 9 v. 7 ; | 6 a. 7 ; | $\rho = 11.200 \omega$; | $K = 20$; | $a = 1 \text{ mAv } 8$ |
| | | | (Pl. 2.000-1.000 v.) (moyenne) | |
| E 5 C.L. : 10 v. ; | 6 a. ; | $\rho = 10.000 \omega$; | (Pl. 1.000-750 v.) | |
| | | | $K = 13$; | $a = 1 \text{ mAv. } 3$ |
| | | | (Pl. 1.000-500 v.) (moyenne) | |

Neuvron C.L. : 18 v. ; 6 a. 8 ; P, K dépendent des spires grilles : 18, 26, 32, 46 spires ; Pl. 1.000-5.000 v.

(Voir courbes figure 142.)

Etant donné la réalisation de ce type standard bien étudié, il n'est pas remarqué de grandes variations dans les lampes pour moyenne puissance. Il existe des améliorations qui se résument en ceci :

1° Amélioration de l'isolement (voir chapitre II) ;

2° Emploi du quartz et des cornes (pour ondes courtes) (voir les lampes pour ondes courtes, chapitre III) ;

3° Economie de consommation (filament à bas voltage : 5 v. au lieu de 18 v.) (pour ampérage égal).

Peuvent être considérées comme telles les lampes E 250 Métal, E 604 B. S. F. R., S. F. I. 250 w. qui sont munies de cornes, possèdent un isolement amélioré, un support monté en quartz; consommation du filament : 5 v. avec 6 a. Nous donnons ici les constantes de la lampe et sa caractéristique. (Voir courbes fig. 143).

Moyenne :

$$\rho = 24.000 \omega.$$

$$a = 1,2 \text{ mAv.}$$

$$K = 28 \text{ v.}$$

$$\text{Ch.} = 5 \text{ v. ; } 6 \text{ a.}$$

$$\text{Tension Pl.} = 1.000-2.000 \text{ v.}$$

Une tendance se dessine ces temps derniers dans la technique des lampes à moyenne puissance pour élaborer un type de lampe à filament thorié.

Dans ce sens est intéressante la lampe Radiotron UV 204 A (G. E. C.) et E 250 A Métal qui possèdent les caractéristiques suivantes :

$$\text{Ch. (filament) } 11 \text{ v. ; } 3 \text{ a. } 8.$$

$$\rho = 5.500 \omega (2.000-1.000 \text{ v.})$$

$$a = 4 \text{ mAv. } 3 (1.500 \text{ vP.})$$

$$\text{grille } \left\{ \begin{array}{l} + 20 \text{ volts.} \\ - 20 \text{ volts.} \end{array} \right.$$

$$K = 24$$

$$\text{Pl.} = 1.000-2.000 \text{ v.}$$

Les E4, E5, Radiotron, UV 204 A, E 250 Métal, E6 et Neuvron (et tout particulièrement la Neuvron au quartz) sont les lampes standard pour moyenne puissance, caractéristiques et fondamentales. Ces lampes remplissent parfaitement toutes les exigences présentées aux lampes pour moyenne puissance par la technique contemporaine.

Lampes T. S. F. type : 1kw.-200kw. de puissance

Lampes 1 kw. — S'il est possible de considérer les lampes T. S. F. de moyenne puissance comme un type standard répondant à toutes les exigences de la technique, il n'en est

pas de même des lampes à 1 kw. En France, les premières tendances de construction de lampe 1 kw ont été réalisées dans les lampes E 952 B Radiotechnique et E 1000 A Métal, qui sont presque analogues.

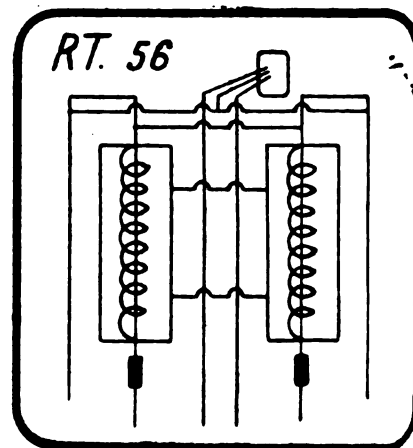


Fig. 133.

*Lampe Philips
type A 410*

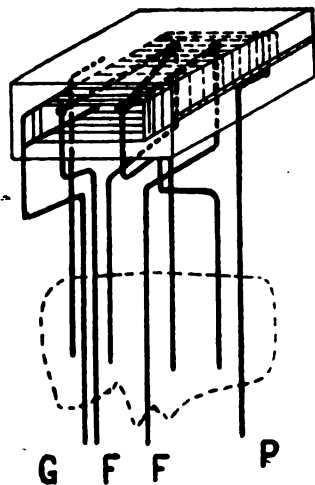


Fig. 134.

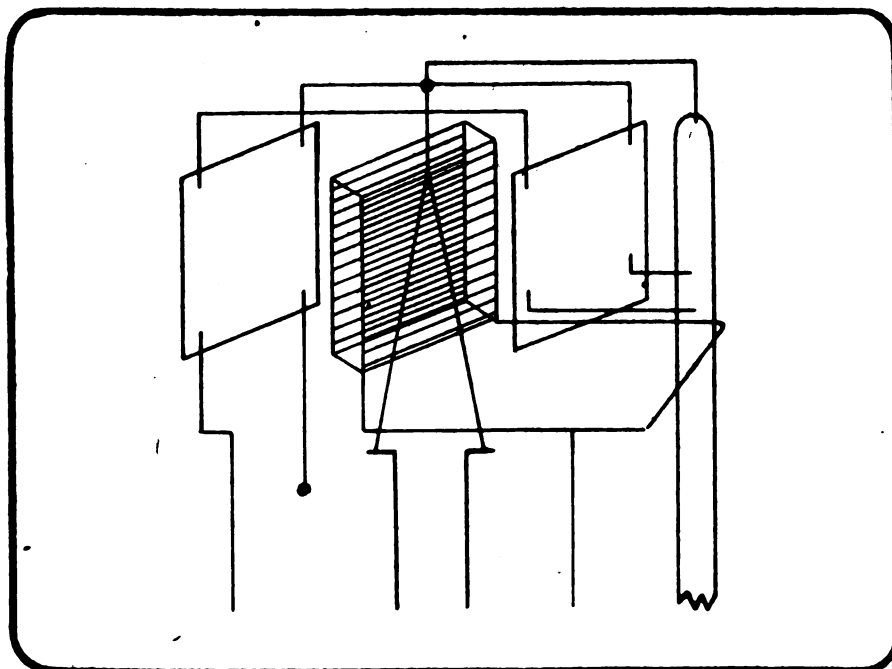


Fig. 136.

Leur caractéristique technique fondamentale est la suivante : (Nous donnons les renseignements pour E 1000 A Métal) (ampoule Pyrex) :

Ch. : 11 v. ; 15 a.

Pl. = 5.000-10.000 v.

$\rho = 100.000 \omega$.

$a = 2 \text{ mAv. } 5$ (pour $E_p = 8.000 \text{ v.}$)

$K = 250 \text{ v.}$

(Voir courbes E 1000 A et E 500 E fig. 145.)

Bientôt après ont paru les lampes E 500 E Métal, qui fournissent les données suivantes :

Ch. : 15 v. ; 7 a.

Pl. = 5.000-10.000 v.

$\rho = 100.000 \omega$. (Pl. 8.000-5.000 v.)

$a = 2 \text{ mAv. } 2$ (8.000 v. Pl.)

grille $\left\{ \begin{array}{l} + 8 \text{ volts} \\ - 8 \text{ —} \end{array} \right.$

$K = \text{de l'ordre } 200$.

Parmi les lampes américaines, notons la lampe 1 kw-UV 206 G. E. C.

Le défaut principal de ces lampes est un débit de courant comparative-ment faible (de l'ordre 100 mA) pour une tension plaque élevée (de l'ordre 10.000 v.). Pour obtenir une puissance suffisante (1 kw), il est nécessaire de réaliser de grandes installations d'alimentation, composées de transformateur et de postes de redressement ; ces installations, par suite de leurs dimensions, de leur prix et des soins qu'elles exigent coûtent très cher. Ces sérieux inconvénients ont poussé les constructeurs à chercher les moyens de diminuer la tension plaque sur le compte de l'augmentation du courant plaque. La Compagnie Métal, persévérant dans ses recherches de lampes 1 kw, a construit une série de lampes qui, pour une tension plaque abaissée, fournit un débit de courant suffisant : ceci est atteint grâce à plusieurs puissants filaments disposés en $\parallel$. Telles sont les lampes E 1000 C et E 1000 D, ainsi que E 1000 F, montée

Radiotron UV 204 A

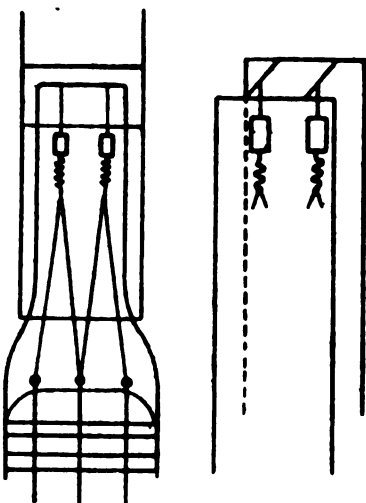
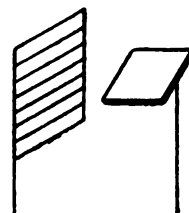
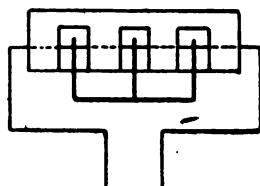


Fig. 137

Plaque

Grille :



$3,8 ; 0,06 ; P. 8300 \omega ; a. 0,17 \text{ mA} ; K. 1,4$

Courant i_p est $\parallel$ l'axe
abscisse de l'ordre $5-10 \text{ mA}$ sous $120-160 \text{ V P.}$
ch. $4 \text{ V} ; 0,7$

Fig. 135.

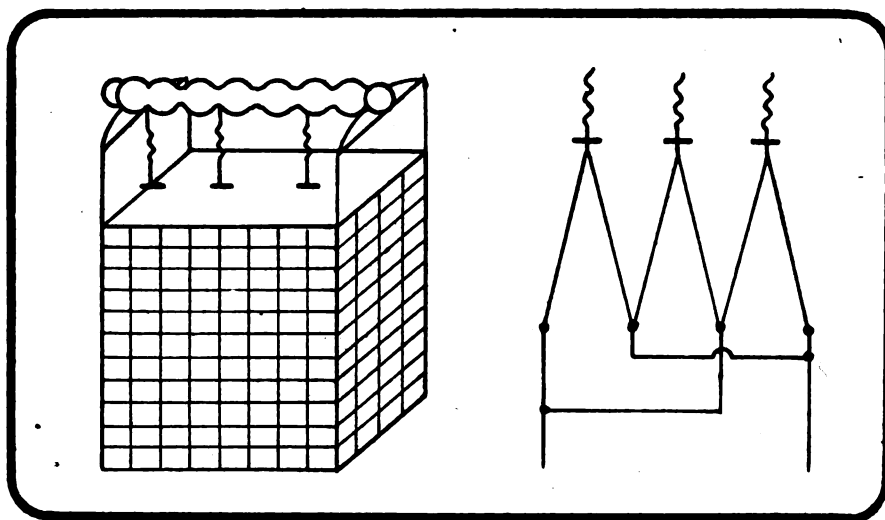


Fig. 138.

sur quartz qui occupe une place spéciale parmi ces lampes, destinées pour les ondes courtes. Nous donnons dans le tableau ci-dessous la comparaison de ces lampes qui nous permettra de tirer une conclusion (voir les courbes de la fig. 146).

1.000-2.000 v. Il était possible de réaliser un tel abaissement de la tension plaque sur le débit du courant, en augmentant la puissance du filament. La G. E. C. a réalisé, en Amérique, un curieux essai d'utilisation du filament tungstène thorié pour les grandes

débit de courant pour une tension plaque comparativement faible. Après toute une série de recherches, la G. E. C. a fixé son choix sur la lampe UV 851, 1 kw, dont nous pouvons citer les perfectionnements suivants :

1° La lampe fournit une puissance de 1 kw pour $E_p = 1.500-2.000$ v.

2° La lampe possède une résistance interne faible, $\rho = 800 \omega$, ce qui est obtenu, d'une part, grâce à la grande surface du filament (3 filaments en $\parallel$) et, d'autre part, grâce à la forme en ellipse de la plaque (voir croquis de montage 147).

3° L'ampoule de lampe est faite avec un verre spécial, type Pyrex, accusant une grande résistance au feu, faible hystérésis diélectrique et faibles pertes en H. F.

Les principales données techniques de cette lampe sont :

Tension plaque 1.500-2.000 v.

Puissance dégradée de la plaque: 750 w.

Résistance interne : 850 ohms.

Courant dans la plaque quand la lampe oscille : 875 mA.

Courant saturation : 20 amp.

Filament $\left\{ \begin{array}{l} 11 \text{ volts} \\ 15,5 \text{ ampères.} \end{array} \right.$

La Compagnie des lampes a, la première en Europe, construit l'analogue de cette lampe sous le nom de E 1.000 B.

La lampe de ce type 1 kw de puissance, malgré quelques difficultés présentées par la fabrication d'un puissant filament tungstène thorié, a conquis dans la technique des lampes à 1 kw une place sûre et trouve son application dans différents domaines de la radio-industrie.

Lampes 2 kw. 5. — Après ces lampes à 1 kw viennent, pour la série plus forte, les lampes à 2 kw. 5 de puissance type Mullard. Nous donnons ici leur caractéristique essentielle et leurs courbes (fig. 148).

Tension plaque : 5.000-10.000 v. chauffage : 18 v. 40 ampères.

Courant saturation : 3 ampères.

Après ces lampes viennent les lampes de 4, 20, 50, 100 kw. de puissance.

Ces lampes possèdent une construction spéciale et sont munies d'une plaque métallique : elle exige un refroidissement artificiel.

Une place spéciale est réservée parmi ces lampes à la lampe Holweck démontable, à 6 kw. de puissance pour $E_p = 5.000$ v. Etudions, pour avoir un exemple, la lampe de 4 kw. de puissance, fabriquée en France par Radiotechnique et Métal.

Lampes 4 kw (et 20 à 200 kw.). — Tout le bas de la lampe représente une plaque métallique soudée à la partie supérieure fabriquée en verre. La soudure de cette partie métallique avec le verre présente de grandes difficultés et rencontre toute une série d'obstacles lors de sa réalisation.

TABLEAU V

| LAMPES TYPE 1 KW. (MÉTAL) | | |
|---|---|--|
| Tendance à diminuer la tension plaque et augmenter le courant plaque | | |
| E 1.000 C | E 1.000 D | E 1.000 F |
| Moyenne :
Filament : Ch. : 13 v. ; 24 a. 5
Pl. = 200-4.000 v.
Pour Egr = 0 v.
$\rho = 5.000 \omega$ (Pl. 3.000 — 2.500 v.)
$\alpha = 4$ mA. 5 (Pl. 2.500 v.)
(Gr. $\left\{ \begin{array}{l} + 20 \text{ volts} \\ - 20 \text{ volts} \end{array} \right.$)
K = 22 v. 5 | Modèle I
Ch. : 13 v. ; 22 a.
Pl. = 2.500-3.500
Egr = — 50 v.
$\rho = 5.000 \omega$ (Pl. 3.000 — 2.500 v.)
$\alpha = 2$ mA. 3 (Pl. 3.000 v.)
(Gr. $\left\{ \begin{array}{l} + 50 \text{ volts} \\ - 50 \text{ volts} \end{array} \right.$)
K = 11 v. 5

Modèle II
Ch. : 16 v. ; 30 a.
Pl. = 2.500-3.500 v.
$\rho = 12.500$ (Pl. 3.000 — 2.500 v.)
$\alpha = 3$ mA. 6 (Pl. 3.000 v.)
(Gr. $\left\{ \begin{array}{l} - 100 \text{ volts} \\ 0 \text{ volts} \end{array} \right.$)
K = 45
P = 1 kw.
$E_p = 3.000$ v. } Puissance
$E_g = - 8$ v. } dissipée
$I_p = 333$ mA. } 1 kw. | Ch. : 16 v. ; 17 a.
Pl. = 5.000-7.000 v.
Egr = — 200 v.
$\rho = 11.700 \omega$ (Pl. 6.000 — 5.000 v.)
K = 18 v. 5
$\alpha = 1$ mA. 8 (Pl. 6.000 v.)
(Gr. $\left\{ \begin{array}{l} 180 \text{ volts} \\ 220 \text{ volts} \end{array} \right.$)
Plusieurs types en fonction du nombre de spires grille |

Toutefois, cette série de lampes à 1 kw ne représente pas le dernier cri des recherches de lampes de ce genre. Il était désirable d'abaisser encore la tension plaque, de l'amener, par exemple, à 1.000-2.000 v., ce qui ouvrirait la possibilité de remplacer les installations d'alimentation compliquées par des dynamos à courant continu de

lampes et particulièrement les lampes d'un kw de puissance (nous savons que le fil tungstène thorié est, généralement, employé pour les lampes de réception). Nous savons que le filament thorié possède une grande puissance d'émission d'électrons (1.000 fois plus grande que le tungstène), grâce à quoi il est possible d'obtenir un fort

Montage E 952 B RT 1 Kw

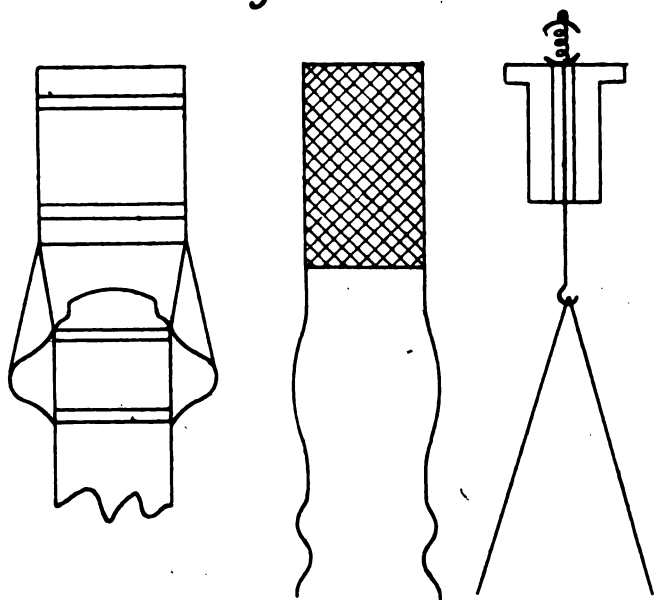


Fig. 139

Afin de refroidir la plaque, qui se trouve fortement chauffée pendant le travail sous haute tension, l'on est obligé de réaliser une installation spéciale de refroidissement artificiel par l'air et par l'eau. Aux figures 149 et

150 nous donnons le schéma de cette installation de refroidissement par l'air et par l'eau :

Pression d'eau : 500 grammes.

Pression d'air : 300 grammes.

Débit d'eau : 6-7 litres par minute.

Pour terminer, voyons la caractéristique fondamentale de cette lampe statique et en oscillation :

Statique

Tension plaque : 10.000 v.

Chauffage : 12 v. et 34-40 A.

Ionisation : moins de 40 μ A.

En oscillation

Pour les ondes courtes

$$\lambda = 40 \text{ m.}$$

puissance appliquée :

- 6 kw.

$E_p = 10.000 \text{ v.}$

$I_{gr.} = 90-120 \text{ mA.}$

Pour les grandes ondes :

$E_p = 8.000 \text{ v.}$

$i_p = 560 \text{ mA.}$

$I_q = 90 \text{ mA.}$

I H. F. = 14 A. 5

R c. o. = 17 ohms

Rendement = 79 %

watts oscillants = 3.570 w. (RI²)

$$\lambda = 1.800 \text{ m. (env.)}$$

Il faut considérer que ces lampes, qui demandent une grande science pour la soudure du verre avec la plaque métallique (il faut bien des mois pour étudier cette soudure du point de vue du vide), ne sont pas moins dures pour le montage des électrodes. Le diamètre extérieur de la

plaque n'est pas supérieur à 4 cm. 4 et le placement du filament et de la grille dans un espace si restreint présente bien des difficultés. Il se produit bien souvent un cas de décentrage de la grille et du filament par rapport à la plaque, décentrage qu'il est impossible de remarquer, étant donné que la plaque, faite en métal, n'est pas transparente. Il est, par conséquent, nécessaire, dans le but de déterminer le bon état et le centrage du montage, de recourir aux rayons X. A la suspension du filament normal sur support spécial sur la grille (comme par exemple pour la Neuvron), il se produit parfois des cas de mauvais isolement et de court-circuit, ce qui fait surgir la nécessité d'une nouvelle suspension (brevet de la Compagnie des lampes). Il est de même nécessaire de faire très attention au refroidissement artificiel, qui demande un contrôle continu. Tout cela, lors des grandes installations d'alimentation (transfo, refroidissement), fait que les lampes de ce type sont considérées comme demandant de grands soins et une grande attention lors de leur fonctionnement. Il existe des lampes pour très grande puissance du même type que celui cité plus haut : 20 kw. 50, 100, 200 kw., exigeant une tension plaque énorme : jusqu'à 200.000 v. (Il existe en Amérique une Magnétron G. E. C. de 1.000 kw. de puissance.) Il est clair qu'en construisant de telles lampes la technique est parvenue à la limite du possible, et dorénavant les recherches pour l'augmentation de la puissance de lampe devront être dirigées d'un autre côté. Nous parlerons dans notre conclusion, de la route qui devra être suivie dans ce sens et qui déjà se dessine dans la technique et tout particulièrement pour les lampes d'émission. Nous y donnons, également, un aperçu général de toutes les possibilités qui s'ouvrent

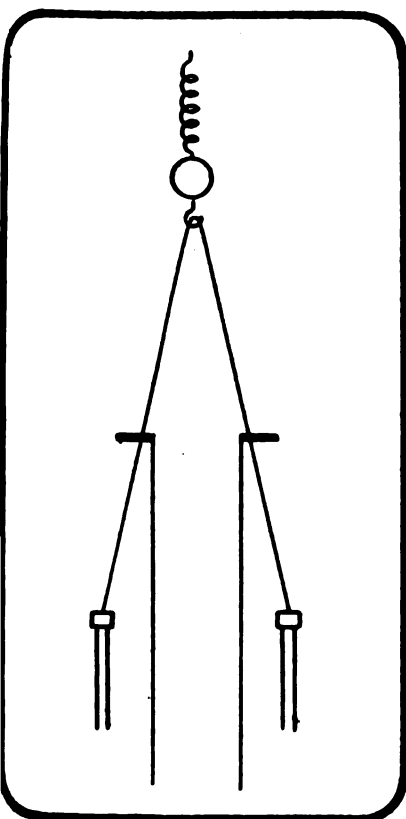


Fig. 140.

Kenotron N9 et N 10 Métal

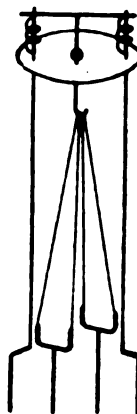


Fig. 141.

Lampes de moyennes puissances ($50^w - 500^w$)

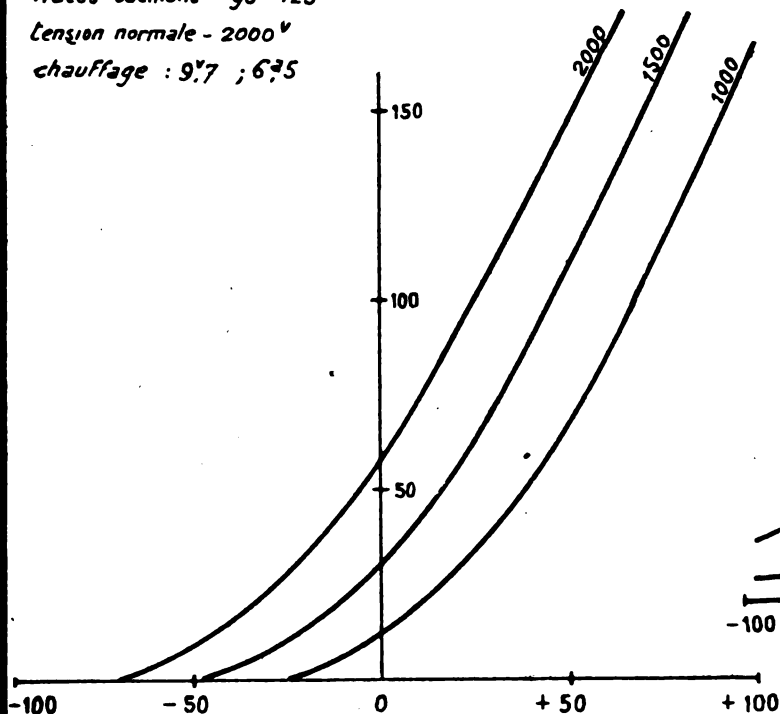
E 6

Puissance absorbée 150-200

Watts oscillant - 90-125

Tension normale - 2000^v

chauffage : 9,7 ; 6,5

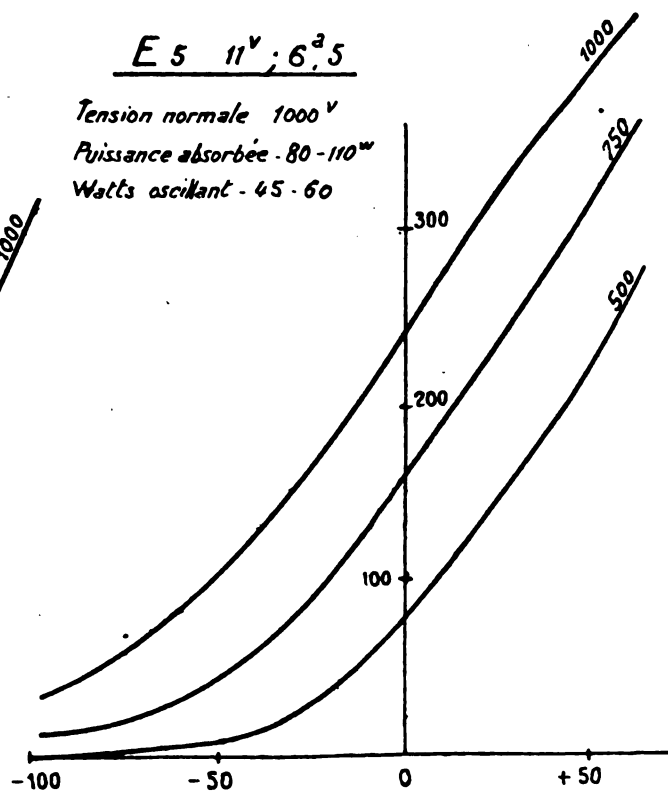


E 5 11^v ; 6,5

Tension normale 1000^v

Puissance absorbée - 80-110^w

Watts oscillant - 45-60

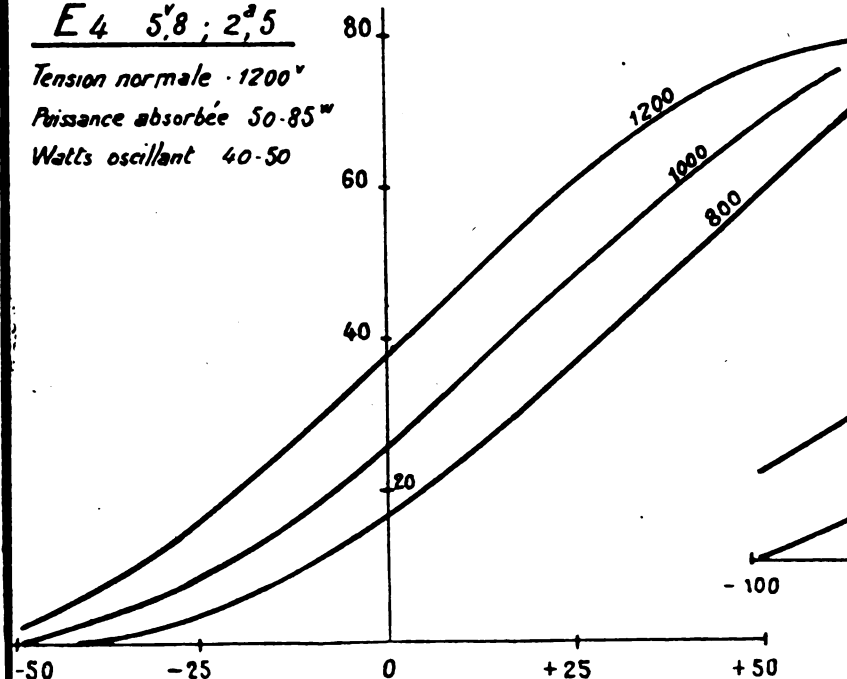


E 4 5,8 ; 2,5

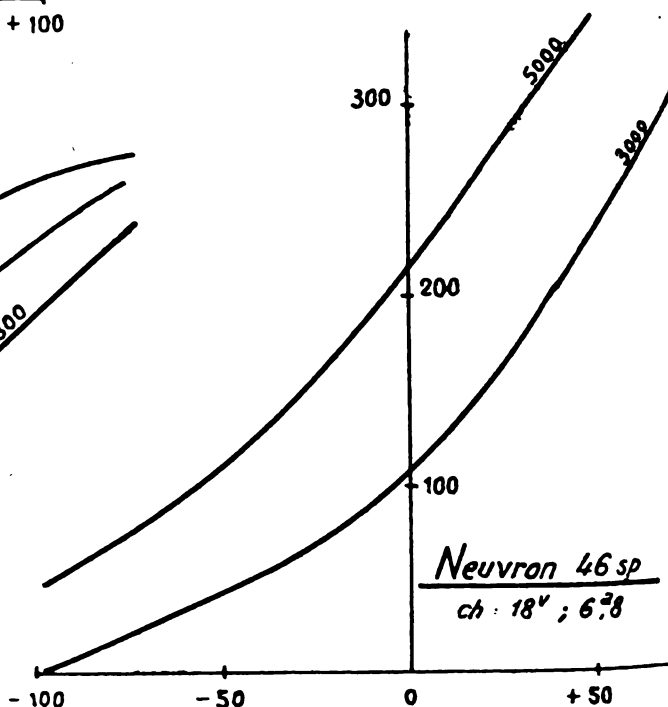
Tension normale - 1200^v

Puissance absorbée 50-85^w

Watts oscillant 40-50



Neuvron 46 sp
ch : 18^v ; 6,8



Tension normale - 5000^v

Puissance absorbée - 500-700^w

Watts oscillant 350-500

Fig. 142.

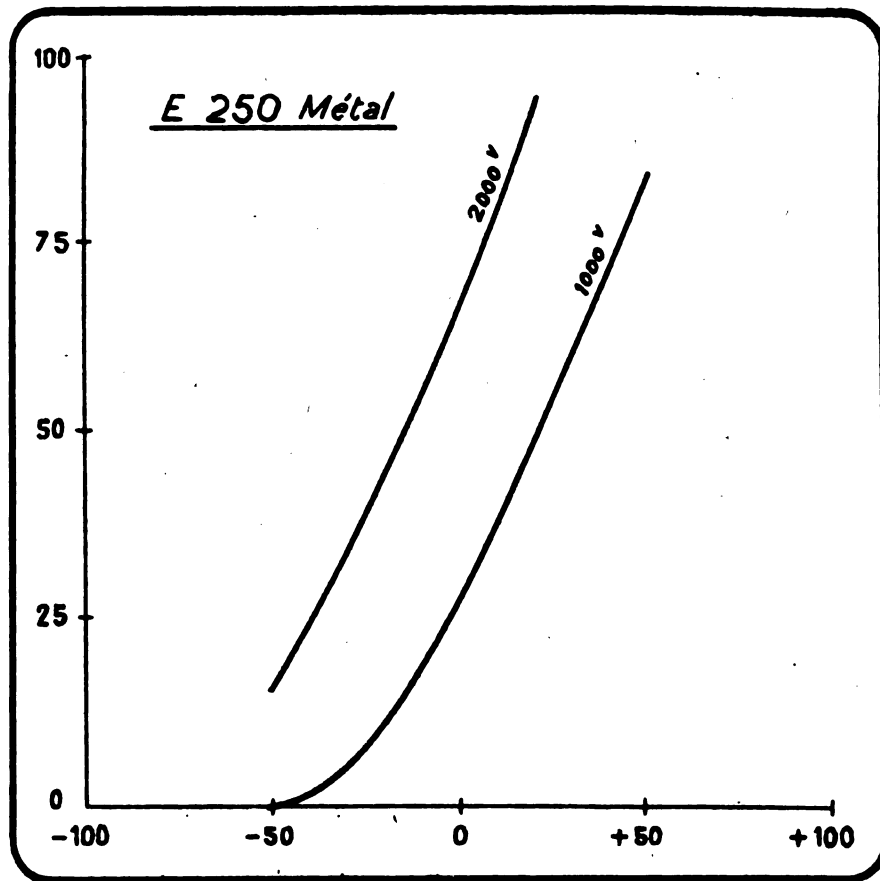


Fig. 143

pour les lampes T. S. F. dans le proche avenir, mais faisons remarquer toutefois que cette région présente bien des difficultés pour le diagnostic, étant donné l'absence d'une théorie générale et de déductions expérimentales bien fixées. Ce domaine présente, en effet, un grand champ d'action pour toutes sortes de découvertes et d'imprévus.

Conclusion

Quelle est donc la direction qu'emprunte le progrès de la lampe thermo-ionique, et tout particulièrement celui de la lampe T. S. F. ? Quel est l'avenir qui leur est réservé ?

Ce que nous pouvons toutefois constater, dès à présent, c'est l'extraordinaire et continuelle évolution ainsi que le progrès des lampes thermo-ioniques. Ces recherches et expériences puisent leurs forces vives et une impulsion ininterrompue dans la pensée scientifique qui caractérise notre époque. Bien des personnes pensent que cette tension de la pensée scientifique nous amènera enfin à deviner le mystère de notre vie spirituelle, de notre nature psychique. Cette façon de voir contient une part de vérité. Nous traversons une époque riche en découvertes de nouvelles vibrations et il est fort possible qu'après la découverte des rayons cosmiques de Milikan (fréq. de l'ordre de 10^{25}) nous arriverons à la découverte de nouveaux

rayons de fréquence encore plus élevée, approchant des vibrations de notre

cerveau. La technique de laboratoire a déjà tracé cette route, c'est, d'une part, la méthode d'obtention directe de rayons de plus grande fréquence, la méthode des ondes courtes (la limite atteinte $\lambda = 0,082$ mm (Arcadieff) et, d'autre part, la méthode de transformation de fréquence. Si l'on veut bien voir dans ces recherches de nouveaux rayons un signe et le but de notre époque, son travail créateur et scientifico-positif, son idéologie, l'on trouvera dans ces recherches à la technique thermo-ionique un rôle secondaire, mais bien en vue. Ce domaine est parvenu à une grande extension ces temps derniers et a trouvé une application variée et imprévue dans la science et la technique. Mais si le but scientifique final de la lampe thermo-ionique dans toutes ses modifications imprévues est de remplir un rôle secondaire pour la recherche de nouvelles vibrations, quelles sont les plus proches étapes fondamentales prévues par la technique thermo-ionique pour les domaines où la lampe a déjà trouvé son application ? Nous nous occupons, dans cet ouvrage, qu'exclusivement des lampes T. S. F. pour l'émission et la réception radiotéléphonique et radiotélégraphique. Dans le domaine de la réception T. S. F. le but technique principal doit être l'annulation de la quantité innombrable de types de lampes qui caractérise l'état actuel de la technique. La poursuite de la nouveauté, qui n'est pas toujours motivée par de sérieuses recherches, a bien souvent fait jeter sur

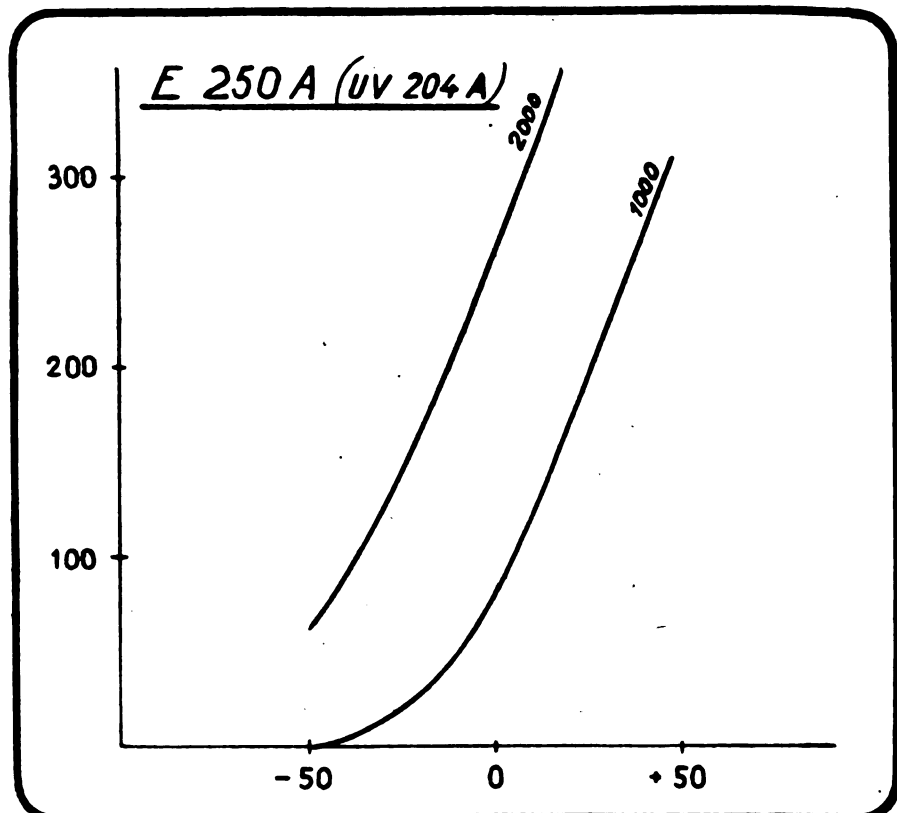


Fig. 144.

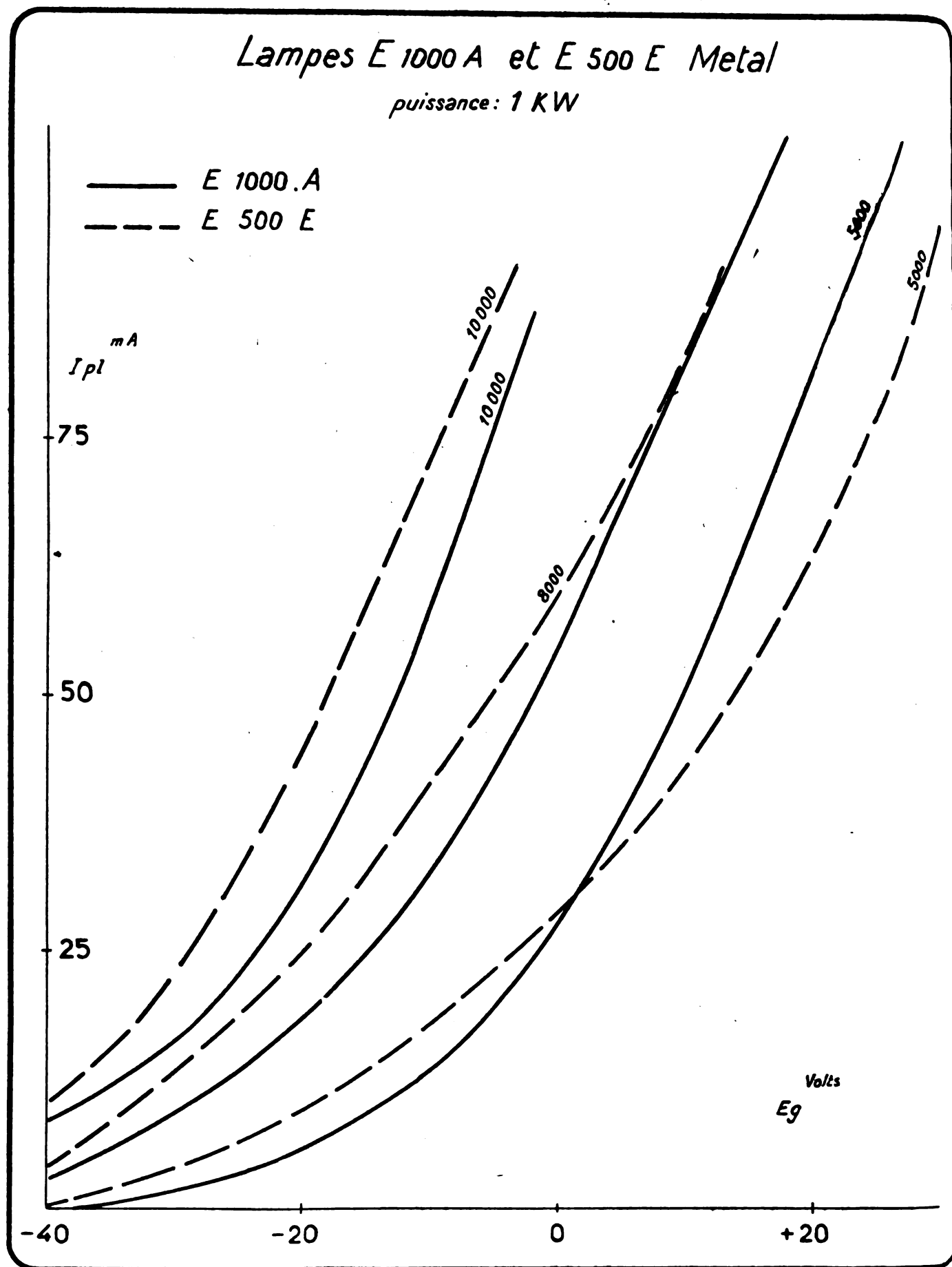


Fig. 145.

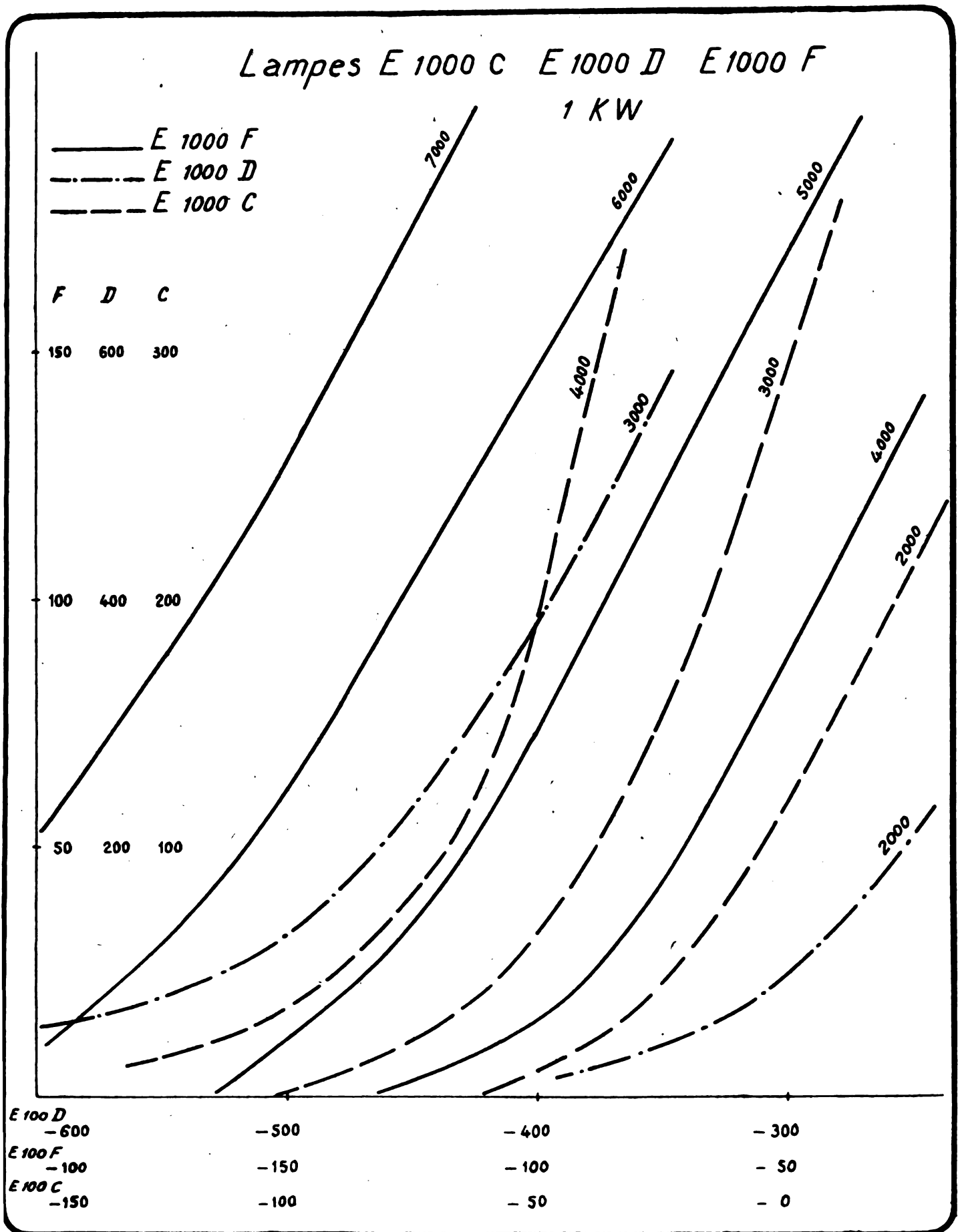


Fig. 146

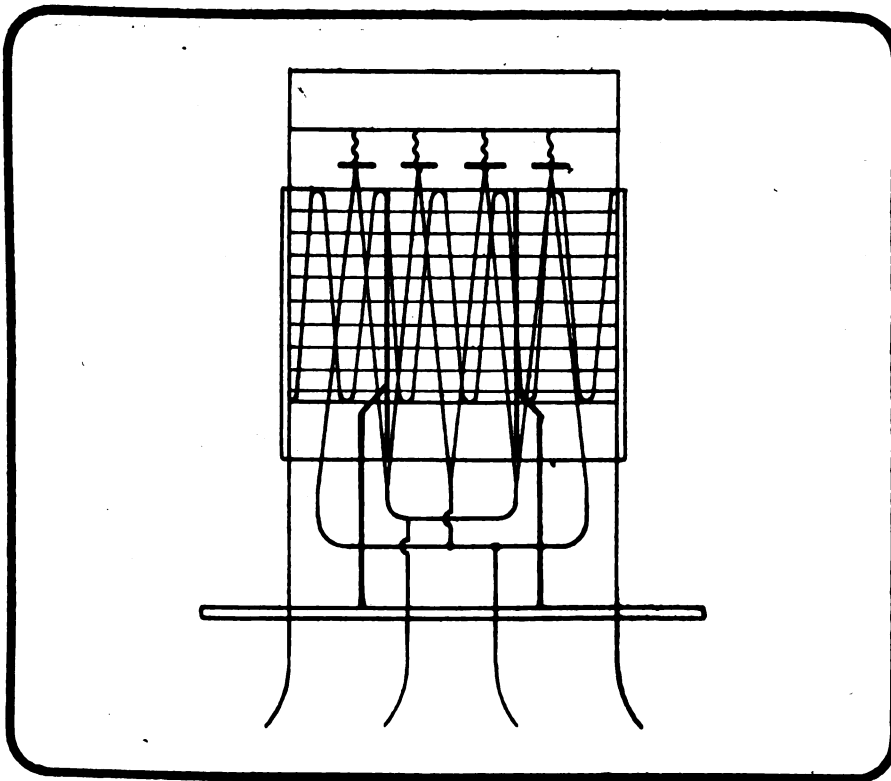


Fig. 147

le marché une grande quantité de lampes des modèles les plus variés, mais ne différant que peu les unes des autres. Le remplacement de cette fièvre de lampes par une lampe universelle pour la réception avec les K, ρ , α modifiables pour différents montages, est le problème principal de l'heure présente. Naturellement, les bases de la fabrication des récepteurs doivent être sérieusement révisées, afin d'amener la réalisation d'un type standard universel, qui posséderait un montage simplifié, de bonnes sélectivité, puissance et sensibilité. Il est permis de croire que la technique parviendra à construire un tel récepteur, qui sera non seulement capable de recevoir les ondes électromagnétiques, mais de même toute la série d'ondes de grande fréquence qui nous est connue (les rayons ultra-rouges, lumière, ultra-violets, rayons X, rayons Melican, etc.).

Il apparaît que ce problème de construction d'un type de récepteur universel est rattaché à celui de la diminution de la quantité de lampes. Il existe dans ce sens des tendances peu systématisées, il est vrai, pour la construction de lampes multiples du type Loëwe, Polytron, lampes multiples type Te Ka De (Allemagne) Vatea (type Jumeaux), Radiotechnique, etc. Dans le sens d'amélioration du récepteur, les essais de Schottsky en Allemagne, Marconi, en Angleterre et surtout Hull, en Amérique (G. E. C.) pour la réalisation d'une lampe spéciale à écran, possédant un

grand K d'amplification (de l'ordre 100-300) et une très faible capacité parasite (de l'ordre 0,02 μ F: Radiotron UX 222 G. E. C.), sont aussi intéressants. La découverte d'une lampe universelle et d'un récepteur universel est le problème principal de la technique de réception.

Dans la technique de l'émission T. S. F., nous trouvons, ainsi que nous l'avons déjà fait remarquer, un amoncellement d'énormes lampes d'émission : 4, 20, 50, 100, 200 kw. L'Amérique a battu le record avec la Magneutron de 1.000 kw. Ces lampes, comme nous l'avons déjà dit, exigent des frais énormes pour les installations d'alimentation : transfo, redressement, tout en étant par elles-mêmes très compliquées et difficiles pour le réglage, exigeant des installations spéciales pour le refroidissement. Le problème principal de la technique d'émission est, sans nul doute, de passer de ces lampes énormes à des lampes plus modérées, mais possédant une grande puissance pour un faible voltage plaque. Trois ou quatre routes s'ouvrent visiblement dans ce sens : 1° recherche de nouvelles substances d'émission d'électrons, car le filament existant paraît déjà être insuffisant pour la création d'un puissant flux d'électrons. Il est nécessaire de fixer une grande attention sur cette voie; 2° l'étude de différentes vibrations et agents chimiques pour l'augmentation du flux des électrons. Ce domaine n'est absolument pas étudié et peut devenir très intéressant. Ces agents peuvent agir, soit par inertion, comme catalyseurs, soit en prenant activement part à l'action et créant leur propre flux d'électrons; 3° la meilleure utilisation et la neutralisation de la charge d'espace des lampes avec l'application de tels ou tels autres neutralisateurs, ainsi que l'utilisation des perfectionnements de la lampe UV 851 G. E. C. pour les grandes lampes à partir de 4 kw : adaptation de la

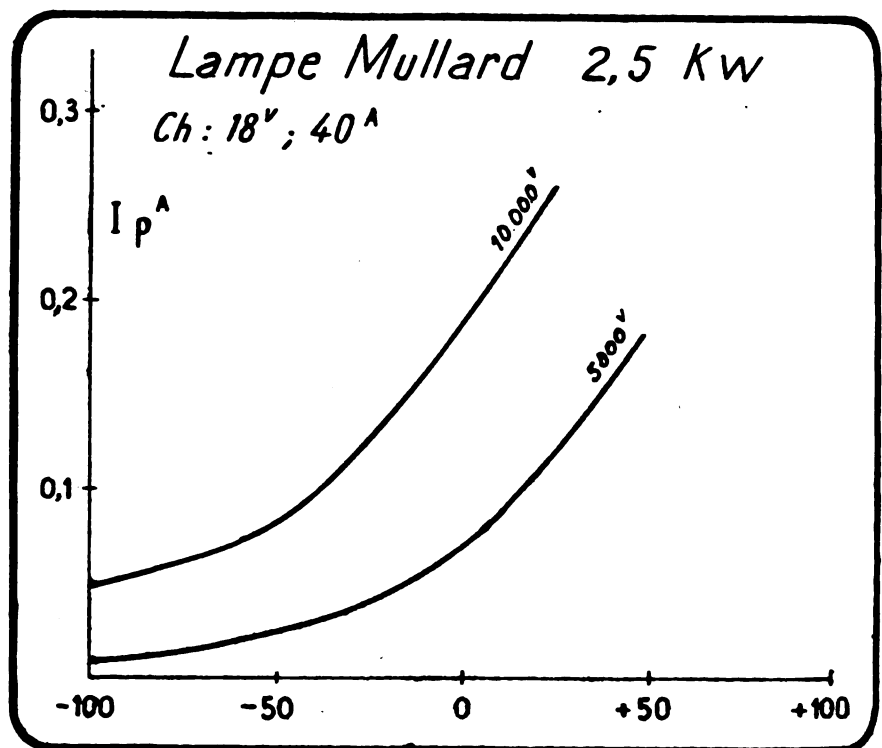


Fig. 148

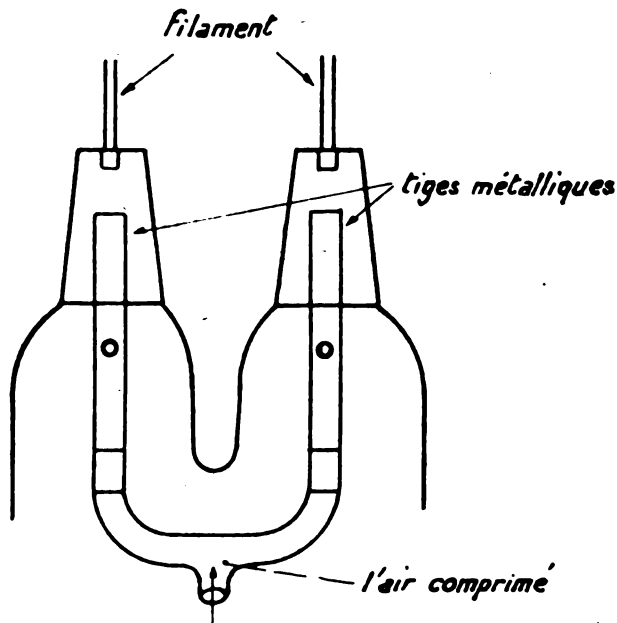
Refroidissement par l'air

Fig. 149

plaque elliptique, du filament thorié avec grande surface d'émission, etc. Ces routes ouvrent à la technique d'émission de grandes perspectives, surtout en ce qui concerne les grandes lampes; 4° l'étude de lampes screen-grid pour émission.

Quant aux recherches scientifiques de laboratoire proprement dites, un grand champ d'action s'ouvre pour l'étude des phénomènes physiques constatés dans les lampes et le fonctionnement de différents agents chimiques et des vibrations sur le flux d'électrons. Cette

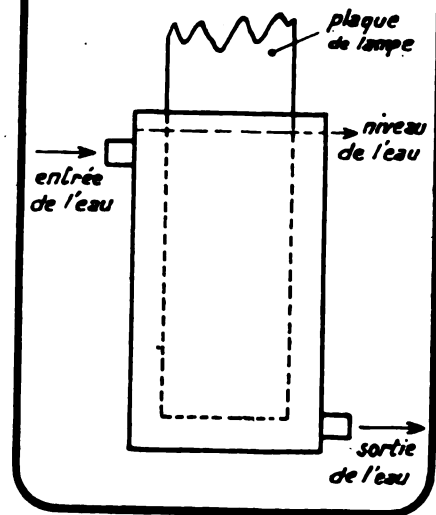
Refroidissement par l'eau

Fig. 150

voie laisse entrevoir la possibilité de la découverte de nouvelles qualités, ainsi que la possibilité de réaliser la transformation de fréquence, à l'aide de lampe permettant à son tour la recherche de nouvelles vibrations.

L'évolution et le progrès de la lampe thermo-ionique avec ses modifications ouvre donc une perspective alléchante pour la science pure et la technique. Dans ce sens, les recherches et essais systématiques sont de toute première importance.



CONSEILS d'un BRICOLEUR

MONTAGES

LES progrès et les nouveautés réalisés dernièrement en matière montages T.S.F. ont jeté beaucoup d'amateurs dans l'embarras, soit pour le choix d'un récepteur, soit pour la mise au point ou le dépannage. Et il est vrai que pour des personnes ne suivant pas de très près la question ou n'ayant que des notions très sommaires de l'électricité, la chose peut paraître quelque peu complexe.

Notre but étant de venir en aide aux sans-filistes, nous nous proposons, dans une suite d'articles, de passer en revue les divers montages classiques en les comparant les uns aux autres et en indiquant quelles sont les précautions à prendre pour leur réalisation, ainsi que les moyens de trouver et de remédier rapidement aux pannes qui peuvent survenir.

Afin de traiter la question aussi complètement que possible et pour être clair vis-à-vis de nos lecteurs, nouveaux venus à la T. S. F., nous commencerons par le plus simple : détectrice ; mais avant toute chose, nous dirons quelques mots sur un circuit capital que l'on retrouve dans tous les récepteurs et sans lequel aucun d'eux ne peut fonctionner : nous voulons parler du circuit d'accord.

Loin de nous l'idée d'en refaire la théorie (de même que pour tout ce dont nous aurons à parler) ; si nos lecteurs désirent se documenter à ce point de vue ils n'auront qu'à se reporter aux nombreux ouvrages parus et traitant de ce sujet. D'ailleurs cela nous écarterait du but que nous nous sommes fixé : conseils pratiques.

Le système d'accord peut être composé simplement d'un circuit oscillant tel que le représente la figure 1 ; mais alors l'énergie captée est faible, même pour des dimensions assez

grandes de la self, qui, comme vous l'avez deviné, n'est autre que le cadre si à la mode actuellement. De là il résulte que l'emploi d'un tel circuit ne convient qu'avec des récepteurs possédant de grandes qualités de sensibilité (postes à plusieurs étages H. F. changeurs de fréquence). Le condensateur est un variable à air dont la commande est munie d'un système de démultiplication, la capacité de cet organe doit pouvoir varier de 0 (ou plus exactement d'une valeur très faible-résiduelle à 0,5 ou 1/1000 de Mfd).

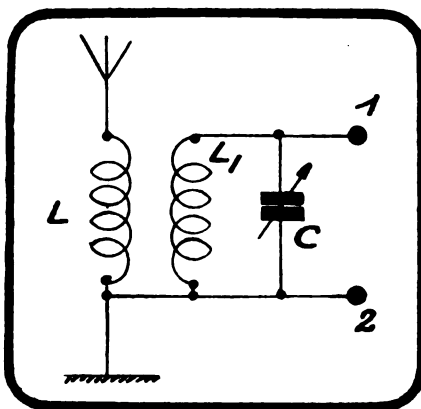


Fig. 2

L'on a pris l'habitude de se servir de 0,5/1000 mais il est entendu qu'un C.V. de 1/1000 peut tout aussi bien convenir, les réglages sont un peu plus délicats et c'est tout, mais le fonctionnement général du récepteur ne s'en ressentira aucunement. De même pour le type à adopter : square-law ou traight-line. Ces deux modèles ne modifieront en rien les qualités et les défauts d'un poste ; l'on évitera seulement de monter des condensateurs à variation linéaire de capacité qui rendent les

réglages trop difficiles pour les premières graduations. Par contre, l'on s'assurera que les appareils dont on se sert possèdent un très bon isolement entre armatures, non pas par la quantité d'isolant mais bien par sa qualité. La capacité résiduelle a aussi une très grande importance, il faut qu'elle soit aussi faible que possible car d'elle dépendra la faculté de « descendre » plus ou moins dans l'échelle des longueurs d'ondes avec un hobinage identique.

L'on peut faire des cadres différents de dimensions et de forme, ceci est surtout une question de goût personnel ; il ne faut toutefois pas réduire trop. En principe ne pas aller au-dessous de 40 cm. de côté pour les cadres carrés et 20/50 pour les cadres rectangulaires. Le nombre de spires varie naturellement suivant la grandeur pour l'obtention d'une même plage d'accord ; l'on peut se baser en général sur la longueur du fil : 30 mètres pour les ondes de broadcasting (200 à 600 mètres) et 120 mètres pour les ondes supérieures jusqu'à 2.000 mètres. Le fil à employer doit être de section suffisante et d'excellente qualité (cuivre électrolytique de 1 m/m au minimum). Espacer les spires pour un enroulement P. O. et soigner également l'isolement.

Lorsque le récepteur dont on dispose n'est pas d'une sensibilité satisfaisante pour l'emploi d'un cadre, il convient d'avoir recours à l'antenne, ou circuit oscillant ouvert, jouissant de qualités très supérieures à celles d'un cadre quant à l'énergie captée. Cette antenne est couplée au circuit oscillant proprement dit, constitué comme précédemment par une self et une capacité. Plusieurs moyens de couplage existent. Nous nous bornerons à en décrire un seul, parce que le plus sélectif à simplicité égale : le bourne.

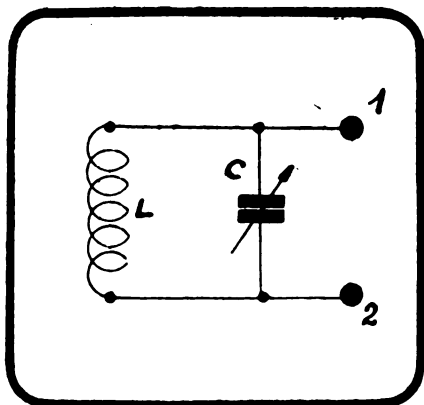


Fig. 1

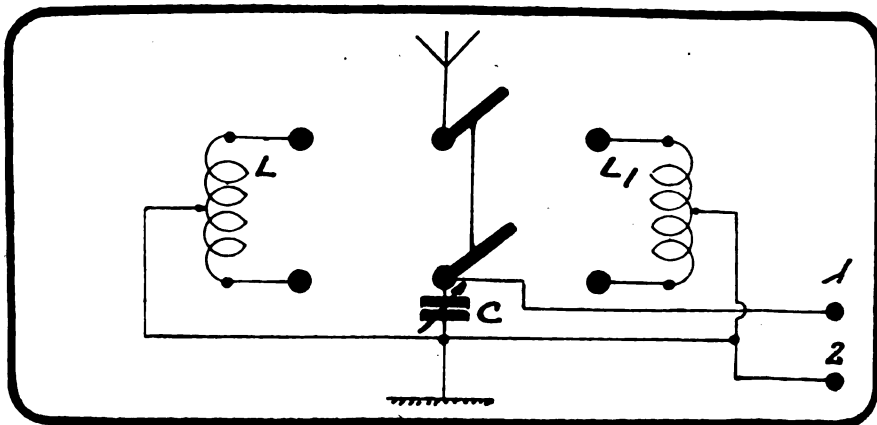


Fig. 3

Nos lecteurs savent que, dans ce cas, une bobine est intercalée dans l'antenne et est couplée avec celle du circuit oscillant (fig. 2). L'entrée de la self primaire est reliée directement à la descente d'antenne alors que l'entrée de la self secondaire est réunie à l'armature fixe du condensateur d'accord. L'autre armature de celui-ci ainsi que les sorties des deux bobines sont connectées à la prise de terre. Le couplage entre les selfs peut être fixe ou variable, ce dernier permettant de graduer la sélectivité de l'ensemble; cependant les tendances actuelles sont pour un couplage moyen et fixe, ceci de façon à employer des bobines intérieures et de garder au panneau avant du récepteur toute sa netteté. Il est des cas où le couplage doit obligatoirement être mobile, ainsi en est-il pour la réception des ondes très courtes.

Les qualités du condensateur variable doivent être les mêmes que celles requises pour l'accord d'un cadre, le système de démultiplication devenant toutefois facultatif. Les bobines du commerce conviennent toutes, la préférence devant être accordée à celles dont le fil n'est pas imprégné de vernis isolant, qui ne sert le plus souvent qu'à ouvrir la porte aux fuites !...

Afin de couvrir toute la gamme des λ , il faut deux jeux de selfs ainsi composés : P. O. de 200 à 500 mètres : primaire 25 ou 30 spires, secondaires 50 spires. G. O. jusqu'à 2.000 mètres : primaire 75 ou 100 spires, secondaire 175 spires. Ces nombres de spires ne sont valables que pour des selfs normales de 8 ou 9 centimètres de diamètre, celles d'un diamètre inférieur demandent un nombre de tours plus important (En moyenne 20 % en plus). Pour la commodité des réglages, chaque jeu est mis en service par la manœuvre d'un inverseur bipolaire et le montage devient ainsi celui de la figure 3. Un bonne simplification consiste à se servir d'une seule self pour chaque bande de longueur d'onde, ce qui nous donne pour P. O. 75 spires avec prise à la 25^e et pour G. O. 275 ou 300 spires avec prise à la 75^e ou 100^e. C'est ce procédé que représente la figure 3 (1).

L'antenne et la prise de terre doivent être tout particulièrement soignées. Un aérien de un ou deux brins de 15 à 20 mètres, tendu à 10 mètres de hauteur, convient dans la plupart des cas; l'on s'assurera d'un bon isolement aux extrémités, c'est un point capital; la prise de terre doit être aussi peu résistante que possible, dans les villes, les tuyauteries de distribution d'eau, quelquefois celles de gaz, constituent une bonne terre; à la campagne où ces tuyauteries n'existent pas l'on enterre à une profondeur de 0.50 m. à 1 m. des plaques métalliques ou du

grillage sous l'antenne en maintenant le terrain humide.

Nous mentionnerons simplement pour mémoire l'accord en tesla qui donne d'excellents résultats mais offre un

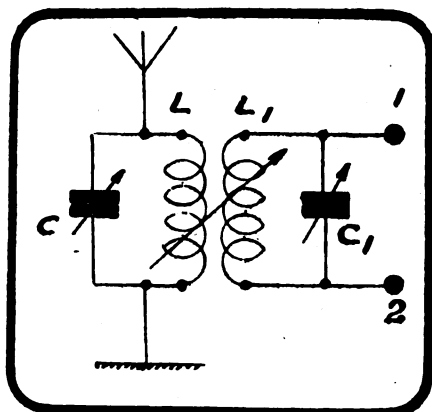


Fig. 4

peu plus de complication pour les réglages et est de ce fait moins employé que le bourne. Nous y trouvons les deux bobines de ce dernier, mais elles ne comportent aucune liaison électrique et le primaire est accordé tout

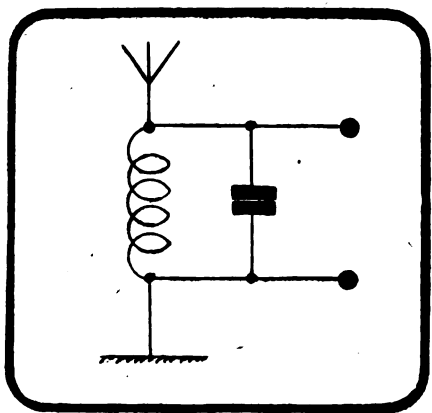


Fig. 5

comme le secondaire. Ce mode d'accord exige un couplage variable entre les deux selfs pour donner le maximum de rendement (fig. 4). L'accord en direct est de moins en moins en faveur à cause de son manque de sélectivité, qui le rend très inférieur dans l'état actuel d'encombrement de l'éther. Dans ce montage l'antenne et la terre sont directement réunies au circuit oscillant (fig. 5).

**

DEPANNAGE.

Avant d'entamer ce sujet, nous allons voir rapidement quels sont les appareils de contrôle et mesures que tout amateur digne de ce nom doit posséder pour mener à bien les mises au point nécessaires. Nous ne parlerons

pas des outils : pinces, tourne-vis, etc... que chacun a certainement.

Les premières places reviennent à un bon voltmètre et à un milliampèremètre à cadres mobiles. Il est facile de se procurer dans le commerce un voltmètre à deux sensibilités (6 et 120 volts par exemple) de bonne qualité; un tel appareil coûte une centaine de francs et il faut se méfier des offres à vil prix. En T. S. F., comme partout ailleurs, on n'en a que pour son argent ! Pour la même somme, l'on peut avoir un milliampèremètre convenable; on le choisira gradué de 0 à 5 ou 8. Une solution plus économique consiste à se construire une petite boîte de contrôle ainsi que nous en avons présenté une ici même (voir n° 64), et puisque nous reparlons de cette boîte, signalons une erreur de dessin dans la figure 2 page 63 : la borne inférieure gauche doit être reliée à la connexion supérieure et non à celle qui va de la résistance R au milli; nos lecteurs auront d'ailleurs rectifié, d'eux-mêmes.

En second lieu il est extrêmement utile, nous pourrions même dire indispensable, d'avoir à sa disposition un ondemètre, nos lecteurs en trouveront la description d'un excellent dans les numéros 59 et 60 de notre revue.

Avec ces trois appareils, quelques morceaux de fil, une lampe de poche, une lampe 110 volts 5 bougies et... assez de patience, l'on peut venir à bout du récepteur le plus rétif.

Revenons à notre sujet. Quelles sont les pannes qui peuvent affecter les circuits d'accord ?

Une bobine peut se couper, la vérification est très simple, il suffit de la mettre en série avec une ampoule de lampe de poche et la batterie de quatre volts : l'ampoule doit s'allumer plus ou moins brillamment suivant le nombre de spires de la bobine (au-dessus de 200 spires remplacer l'ampoule par le voltmètre). Un condensateur peut secourir-circuiter par endroit (lames qui se touchent) : mettre en série, avec batterie et voltmètre, celui-ci ne doit à aucun moment accusé une déviation, si petite soit-elle. La poussière a une fâcheuse tendance à se déposer entre les lames des condensateurs variables : il faut nettoyer celles-ci de temps à autre en passant entre elles un morceau de drap très mince ou mieux encore une fine plume d'oie ou d'autre oiseau. Ces poussières ne font pas de court-circuits francs mais occasionnent des pertes importantes en haute fréquence.

**

POUR SOUDER LES FILS D'ANTENNE.

Il arrive parfois qu'une soudure mal faite à l'extrémité d'un brin d'antenne procure un mauvais contact et demande à être recommencée. Il est bien

(1) Les nombres de spires sont les mêmes pour tous les récepteurs, quels qu'ils soient.

ennuyeux pour cela d'être obligé de « descendre » ladite antenne, d'autre part tout le monde ne possède pas de lampe à souder ou de chalumeau, et un fer à souder est refroidi lorsque l'on arrive au lieu de l'opération. Voici un moyen de faire une soudure sur place, qui peut servir pour toutes sortes de travaux et donne de très bons résultats..

Transportez-vous à l'endroit où vous désirez faire votre soudure en ayant soin d'avoir au préalable mis dans vos poches un tube de pâte à souder (soude-vite par exemple), un peu de toile émeri, un petit flacon d'alcool à brûler et une petite torche constituée par un tampon de chiffon serré au bout d'un morceau de fil de fer. Décapez soigneusement les métaux à souder, puis étendez un peu de pâte en veillant à ce qu'elle adhère bien sur toutes les surfaces qui doivent être réunies. Il ne reste plus qu'à imbiber le tampon d'alcool, y mettre le feu et chauffer les pièces à souder jusqu'à ce que toute la matière décapante contenue dans la pâte soit évaporée et que l'étain apparaisse avec un beau reflet métal-

lique. Pour que cette opération réussisse bien il ne faut pas mettre de pâte en excédent, car alors celle-ci « coule » littéralement à l'approche de la flamme et tout est à recommencer.

**

EN QUELQUES LIGNES

Évitez d'appliquer brusquement la tension plaque de vos récepteurs quand les lampes sont allumées, et encore plus de la couper de même. Cela est toujours préjudiciable aux enroulements des transformateurs basse fréquence et des casques ou haut-parleurs.

**

Si vous avez en B. F. une trigrille de puissance avec une polarisation juste, ce fait peut provoquer le claquage de la lampe en question; nous en avons vu qui rendaient l'âme sous l'influence d'un parasite un peu trop

puissant ! Ne jamais couper la polarisation de ces lampes quand elles sont sous tension.

**

Beaucoup d'amateurs nous écrivent pour nous demander conseil au sujet de leur récepteur qui fonctionnait parfaitement il y a trois ou quatre mois et ne leur donne plus maintenant d'aussi bons résultats (difficulté de décrocher certains postes étrangers) ceci est très normal et que ces lecteurs se consolent : leurs récepteurs fonctionnent toujours aussi bien, ce sont les ondes qui arrivent moins bien, si l'on peut dire, pendant la saison que nous traversons.

**

Si vous éprouvez quelque peine pour faire accrocher votre bigrille changeuse de fréquence sur les petites ondes, faites le retour de la self de grille au plus quatre au lieu du moins, le débit sera un peu augmenté, mais la lampe fonctionnera très bien.

LAMPES DE T.S.F.

FOTOS



C.9

AMPLIFICATION
HAUTE-MOYENNE BASSE
FRÉQUENCE
DETECTRICE



D.9

AMPLIFICATION
BASSE FRÉQUENCE



C.25

AMPLIFICATION
BASSE
MOYENNE
FRÉQUENCE

NOUVELLE SÉRIE
DE LAMPES DE RÉCEPTION A TRÈS FORTE
ÉMISSION ÉLECTRONIQUE

FABRICATION GRAMMONT

Amateurs...

...pour correspondre avec
le MONDE ENTIER

LE COMPTOIR GÉNÉRAL DE T. S. F.

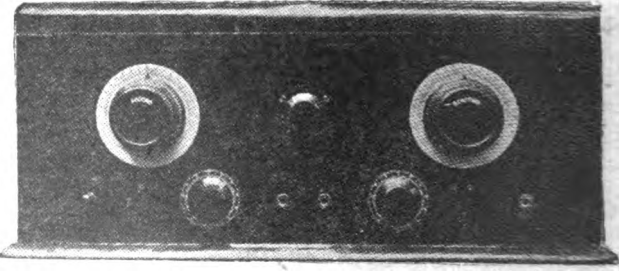
Spécialiste des ondes courtes
ÉMISSION-RÉCEPTION

vous offre son

M. C. 18 bis

Montage breveté
(10-130 mètres)

Le plus puissant d'Europe en ondes courtes



Comptoir Général de T. S. F.

11, Rue Cambronne, PARIS (15°)
- FOURNISSEUR DU GOUVERNEMENT -

A TRAVERS LA PRESSE ETRANGERE

ANGLETERRE

Comment on obtient le néon (How neon is obtained) par W.-F.-F. SHEARCROFT, B. Sc., A. I. C., membre de la Société de Télévision.

Sur les tubes au néon. Quelques détails pratiques (Concerning neon tubes. Some practical Details), par W.-C. Fox.

(Télévision. Septembre 1929. Vol. II, n° 19. The Television Press, Ltd, 26, Charing Cross Road, W. C. 2.)

La revue *Télévision*, qui, sous la direction de Mr A. Dinsdale, paraît mensuellement, est l'organe de la Société de Télévision britannique, qui s'est formée dans le but de développer la télévision, et qui comprend un membre honoraire, des membres ordinaires et des membres associés. Le membre honoraire, est-il besoin de l'ajouter, est Mr J.-L. Baird, le savant pionnier de la télévision en Grande-Bretagne.

Dans son numéro de septembre, cette revue consacre deux articles importants aux lampes au néon. La lampe au néon joue un rôle de premier ordre dans la télévision système Baird.

C'est elle en effet qui, à la réception, émet une lumière d'intensité variant suivant l'intensité du courant.

Nous analyserons successivement ces deux articles qui fournissent d'amples renseignements sur un organe essentiel de la télévision.

«... Le néon est un des gaz rares de l'air, sur lequel peu de choses sont sues, même par ceux qui s'intéressent vivement à la télévision », nous dit la rédaction de *Télévision*, en nous présentant l'article de M. W.-F.-F. Shearcroft ; et l'auteur nous fait un bref mais substantiel exposé de l'histoire de la découverte du néon, puis il nous donne un certain nombre de renseignements sur le gaz lui-même et sur la façon de l'obtenir.

L'auteur rappelle d'abord que c'est à Lavoisier que revient l'honneur d'avoir le premier analysé la composition de l'air, et d'avoir déterminé les rapports quantitatifs des deux principaux éléments : oxygène, 1/5 en volume, azote, 4/5 en volume. A l'époque de Lavoisier, on ne connaissait d'ailleurs que ces deux éléments ; on savait toutefois que l'air pouvait contenir aussi, mais d'une façon accidentelle, pourrait-on dire, de la vapeur d'eau, du gaz carbonique et des déchets.

M. Shearcroft montre quel fut le rôle de Cavendish car, quelque extraordinaire que cela paraisse, il a fallu près d'un siècle avant qu'on s'inquiète réellement de pousser plus loin l'analyse de l'air. Et cependant Cavendish avait bien auparavant soulevé la question. L'auteur cite, en les transposant seulement en langage moderne, les propres paroles de Cavendish :

« En conséquence, je fis une expérience pour déterminer si une proportion donnée d'azote de l'atmosphère pouvait être réduite en acide nitrique, ou s'il n'y avait pas une partie, d'une nature différente du reste, qui résisterait à se laisser transformer. »

Et à la suite d'expériences diverses et variées, Cavendish arrive à cette conclusion qu'une proportion de 1/120 du volume primitif de l'air atmosphérique, dont il a supprimé l'oxygène, s'obstine à ne pas se comporter comme le véritable azote.

La troisième étape vers la découverte du

néon est marquée par les travaux de Lord Raleigh, qui, en 1892, entreprit un certain nombre de mesures de densités de gaz, et en particulier celle de l'azote.

Lord Raleigh chercha à déterminer la densité de l'azote, en puisant celui-ci à deux ordres de sources ; il l'extraissait, d'une part, de l'air, d'autre part, de composés dans lesquels il entraînait.

Le poids de mêmes volumes d'azote, donc la densité, variait suivant l'origine : l'azote tiré de l'air avait un poids de :

2,31016 grammes.

Celui tiré de ses composés de :

2,29927 grammes.

La différence était donc de :

0,01089 gramme.

Comme les expériences avaient été faites avec beaucoup de soin, comme les chiffres donnés représentaient des moyennes, comme l'approximation sur laquelle il était en droit de compter était de 0,0002 gramme, il en conclut qu'il y avait une différence nette entre l'azote de l'air et celui tiré d'un composé.

En collaboration avec sir William Ramsay, il entreprit de rechercher la raison de cette différence.

Ayant nettoyé, clarifié et séché une certaine quantité d'air, ils en absorbèrent l'oxygène complètement en faisant passer cet air sur du cuivre chauffé au rouge, et obtinrent ainsi ce que nous pourrions appeler de l'azote atmosphérique.

Cet azote atmosphérique fut placé au contact de magnésium chauffé également, et il en résulta un composé, le nitrate de magnésium, et une certaine quantité de gaz qui ne se combinait pas avec le magnésium.

Ce gaz, d'un poids atomique différent de celui de l'azote, de propriétés différentes aussi fut appelé l'argon.

Mais cet argon n'est pas pur. Ramsay et Travers liquéfierent 18 litres d'argon atmosphériques, et, par distillation fractionnée, en tirèrent successivement l'argon le néon, et plusieurs autres gaz, qui formèrent la catégorie dénommée des gaz rares, ou gaz inertes.

L'auteur nous donne ensuite le tableau des pourcentages en volume et en poids des gaz rares contenus dans l'atmosphère :

| | En volume | En poids |
|-------------|-----------|-----------|
| Argon | 0 932 | 1 285 |
| Néon | 0 0015 | 0 001 |
| Hélium..... | 0 0005 | 0 00007 |
| Cypton | 0 000005 | 0 000014 |
| Xénon | 0 0000006 | 0 0000025 |

Il donne aussi un tableau des caractéristiques des gaz inertes, qu'il emprunte, en le modifiant d'ailleurs, au Text Book of Inorganic Chemis.

Il cite comme caractéristiques du néon sa densité égale à 0,9002 ± 0,0003, son poids moléculaire de 20,20 ; cette valeur est aussi celle de son poids atomique ; sa température critique absolue 60° ; sa pression critique 29 atmosphères, son point d'ébullition en température absolue 27°1.

On obtient le néon de plusieurs façons, mais la méthode la plus en faveur consiste à recueillir les gaz qui s'échappent des appareils à liquéfier l'air, les liquéfier, leur insuffler de l'air, et en tirer par distillation fractionnée, d'abord l'hélium et le néon, qu'on sépare ensuite.

Parmi les usages du néon, nous pourrions en citer deux, bien connus de nos lecteurs : les affiches lumineuses ; le néon s'illumine d'une belle lueur rouge, quand il est soumis à l'action d'une décharge électrique. D'un autre côté, le tube ou la lampe à néon sont utilisés dans la Télévision.

..

L'article de Mr. W. F. F. Shearcroft forme une excellente introduction à celui de Mr. W. C. Fox, sur les tubes à néon.

Cet auteur examine successivement :

a) la théorie du fonctionnement des tubes à néon.

b) la fabrication des tubes.

c) les applications.

Nous le suivons brièvement dans son exposé.

C'est d'ailleurs avec juste raison, que l'auteur aborde son sujet en faisant remarquer que, si le néon a trouvé une vaste application dans les affiches lumineuses, c'est tout de même dans son application à la télévision, qu'il remplit le mieux son rôle.

C'est en effet au moment où l'on en a besoin d'une source lumineuse, qui répondrait instantanément aux variations de courant et qui offrirait une relation raisonnable entre la lumière émise et le courant appliqué, que l'on peut dire que le tube à néon et les tubes similaires à décharge sont bien à leur place.

Les phénomènes lumineux, dont le tube à néon est le siège, sous l'effet d'une décharge électrique, considérés comme phénomènes intéressants, n'ont trouvé une explication consistante que lorsque les théories modernes sur la constitution de la matière, conformément aux idées des Perrin, des Bohr, des Eddington, etc., ont été développées.

L'élément de matière ou atome étant supposé composé de deux parties essentielles, le proton, chargé d'électricité positive, et l'électron, ou les électrons, chargé ou chargés d'électricité négative, l'une et l'autre ne sont pas indissolublement liées. Lorsqu'un atome perd, pour une raison ou une autre, un électron, on dit que l'atome est ionisé.

Cette ionisation peut se produire, entre autres, dans le cas de décharges électriques dans un gaz raréfié et voici comment Mr W. C. Fox s'appuie sur ce fait pour expliquer la lumière émise par le tube :

«...Si un électron isolé voyage à travers l'espace à une vitesse suffisante et rencontre un autre atome, il peut :

a) atome à travers sans que ni lui, ni l'atome ne s'en trouvent plus mal,

b) soit frapper un électron appartenant à l'atome, ou passer très près de lui.

Dans ce dernier cas, l'électron libre est dévié de sa route, et l'électron de l'atome est expulsé du groupe de famille formé par l'atome. Ce déplacement de l'électron est dû au fait que les électrons individuels se repoussent l'un l'autre.

Lorsque ces collisions et ces déplacements se produisent, les atomes intéressés émettent invariablement de la lumière. Dans les condi-

tions ordinaires, il est probable que lorsque l'électron libre sera passé, l'électron déplacé rejoindra le groupe de famille, car pendant son absence, le groupe de famille, qui est normalement neutre, est devenu positif en raison même de cette absence, et, comme l'électron porte une charge négative, l'atome devenu positif et l'électron déplacé s'attirent l'un l'autre.

C'est ce qui se passe dans un tube à néon lorsqu'on lui applique un courant convenable. En temps normal, il y a toujours quelques électrons en train d'errer dans le tube, mais leur vitesse n'est pas suffisante pour bouleverser les atomes de néon existants.

Dès qu'un courant convenable est appliqué aux électrodes, cependant, les électrons se hâtent vers le pôle positif, leur vitesse dépendant de la force du courant. Dans leur précipitation aveugle, ils entrent en collision avec les atomes, et déplacent des électrons qui, trouvant l'attraction du pôle positif beaucoup plus forte que celle de leur atome-parent, partent pour leur propre compte, et à leur tour déplacent d'autres électrons d'autres atomes, et le processus se poursuit.

En même temps les atomes, privés d'un électron, deviennent positivement chargés, et font route sur le pôle négatif, et peuvent, si leur vitesse est suffisamment grande, bouleverser et ioniser d'autres atomes, avec lesquels ils entrent en collision.

Pendant cette agitation, atomes et électrons en position convenable se combinent aussi. Lorsque, dans cette série compliquée de mouvements, c'est-à-dire, ionisation, recombinaison et disparition avec électrodes de ces électrons et de ces atomes qui y parviennent, un état d'équilibre est atteint, les points où se produisent ionisation et recombinaison ne sont pas également répartis entre les électrodes du tube. Ils se trouvent seulement aux endroits où une lueur est visible, car c'est seulement là que la substitution des électrons les uns aux autres sur leurs orbites donne naissance aux vibrations de l'éther qui sont perçues comme lumières. Les espaces noirs dans le tube indiquent les endroits où la vitesse des électrons et des atomes est trop grande pour leur donner une chance de se recombinaison sous l'effet de leur attraction mutuelle, ou bien, où il n'y a présents que des atomes ou que des électrons isolés.

Tel est en gros ce qui se passe dans un tube ou une lampe à néon lorsqu'un courant leur est appliqué et qu'ils émettent de la lumière...

L'auteur de l'article, laissant de côté les phénomènes secondaires, tels que l'espace obscur de Faraday, la lueur négative, l'espace obscur de Crookes, insiste sur deux points :

a) l'existence d'une pression définie, généralement d'environ 10 mm de mercure, pour laquelle on peut obtenir l'illumination caractéristique, avec une différence de potentiel minime.

b) la variation de la différence de potentiel nécessaire, avec la présence de traces de gaz étrangers ou avec le matériel des électrodes. D'où la nécessité d'assurer le retrait des molécules d'air contenues dans la surface même du métal.

Mr. W. C. Fox décrit ensuite rapidement la fabrication des tubes, en mettant en vedette l'importance du vide préalable au remplissage des tubes avec du néon.

Pour la télévision, on utilise trois types de tubes :

- le tube à plaque.
- le tube à cratère.
- le type dit à colonne positive.

Après être entré dans quelques détails, il conclut en indiquant comment on peut se servir d'un tube à néon comme oscillogra-

phe. Un amateur pourra ainsi successivement analyser les circuits haute ou basse fréquence; il pourra aussi déceler les oscillations qui naissent dans l'appareil, et qui peuvent être si souvent gênantes, surtout en télévision.

ARGENTINE

REVISTA TELEGRAFICA (Buenos-Ayres). — N° 202. Juillet 1929.

« Superband 5 », par Pierre NOIZEUX.

Après avoir décrit dans le précédent numéro de la *Revista Telegrafica* un amplificateur moyenne fréquence, l'auteur donne les indications nécessaires à la construction d'un superhétérodyne.

Ce circuit se compose d'une lampe changeuse de fréquence bigrille (ou d'un ensemble détectrice et hétérodyne), d'un bloc amplificateur blindé à trois lampes et d'une basse fréquence.

Le bloc amplificateur moyenne fréquence comprend deux lampes amplificatrices à grille écran et une détectrice. Liaison par transformateurs moyenne fréquence primaire et secondaire accordés à primaire Oudin, comme exposé dans l'article précédent. Fréquence choisie : 300 K. C. soit 1.000 mètres, permettant de recevoir chaque station sur une seule position seulement du condensateur d'hétérodyne (les deux ondes hétérodynées étant séparées par 600 K. C.). Appareil prévu pour la réception des Broadcastings entre 1.500 et 600 K. C. (200 et 500 mètres). Dans le Superband, l'oscillateur devra donc couvrir la même bande, soit 900 K. C., mais de 900 à 1.800 K. C. seulement (interférence supérieure seule utilisée). L'oscillateur sera réglé toujours sur une fréquence supérieure de 300 K. C. à celle du poste à recevoir et les deux condensateurs pourront être manœuvrés ensemble avec une différence constante de 300 K. C. Une onde de 1.000 K. C. (300 m.) sera reçue en réglant l'oscillateur sur 1.300 K. C. (1.000 + 300). On pourrait aussi hétérodyner avec 1.000 — 300 K. C. = 700 K. C., mais cette fréquence ne peut être produite par l'oscillateur couvrant seulement de 900 à 1.800 K. C. Les deux interférences pourront être cependant constatées dans le cas de stations émettant entre 1.500 et 1.200 K. C. (200 à 250 mètres); cela n'a aucune importance si les deux condensateurs cadre et hétérodyne sont accouplés.

La lampe bigrille utilisée est une A.441 Philips, R. 34 Radiotechnique ou 0.74. D Telefunken. L'auteur fait remarquer qu'il n'existe pas de bigrille oscillatrice d'origine américaine.

Les selfs oscillatrices de la bigrille ont les caractéristiques suivantes :

Self grille : 50 sp. diam. 38 mms.

Self plaque : 50 sp. diam. 50 mms.

Enroulements concentriques, connexions par broches.

Les grilles M. F. du « Superband » restent constamment négatives, un potentiomètre et une pile de 4,5 volts permettent d'obtenir à volonté l'accrochage ou le décrochage.

L'accord des transformateurs M. F. est réglé, l'appareil en fonctionnement sur une station faible jusqu'à ce que l'intensité du courant-plaque de la détectrice M. F. ait atteint une valeur maximum.

L'alimentation basse tension des lampes de réception en alternatif, par J. SAR.

L'auteur envisage les deux cas : chauffage direct et indirect du filament : dans le premier, il convient que celui-ci soit court et de grosse section et qu'il exige de ce fait

environ cinq secondes pour être porté à son point de fonctionnement convenable. Son inertie calorique est ainsi très grande.

Les lampes à cathode chauffée indirectement possèdent un filament parcouru par le courant, chauffant une cathode constituée par un disque métallique recouvert d'oxydes. On réserve habituellement ce dernier type aux étages détecteurs et haute fréquence et le premier à ceux de basse fréquence.

Les lampes à cathode chauffée indirectement sont constituées de telle façon que la dissipation de la chaleur intense dégagée par le filament soit aussi facilitée que possible.

Dans les deux cas, il est nécessaire d'abaisser le voltage urbain à une valeur assez basse à l'aide d'un transformateur : celui-ci est habituellement muni de plusieurs prises au secondaire, de façon à pouvoir fournir juste le courant nécessaire. Ces transformateurs doivent, en outre, être blindés et réunis à la terre, ils doivent avoir une consommation à vide aussi réduite que possible. De préférence, ils doivent être munis d'autant de secondaires distincts qu'il y aura de lampes à alimenter et pourvus d'une prise médiane à laquelle est connecté le positif de la batterie de polarisation et le négatif de celle de plaque. On peut remplacer la prise médiane en opérant le retour de grille au curseur d'un potentiomètre branché en parallèle sur le filament. On peut utiliser également une résistance « Center-Tap », constituée par un enroulement de fil « Nikrohn », avec dérivation centrale. Pour la détectrice, il convient de polariser positivement et non négativement la grille.

Les connexions reliant le secondaire du transformateur d'alimentation aux lampes doivent être courtes, en fils torsadés, et éloignées des parties « vitales » du récepteur et surtout de la haute fréquence.

Redresseur-filtre pour tensions A. B. C. (alternatif), par G. ROMERA et R. KOLMAIER.

Le redresseur filtre pour tension « A » comprend un bloc redresseur à oxyde « Kuprox », deux condensateurs fixes de 2.000 M. F. chacun, une impédance, un rhéostat et un transformateur abaisseur. Le débit du « Kuprox » utilisé est de 800 M. A. environ. Le rhéostat de démarrage est indispensable car, lors de la connexion avec le secteur, la chute de tension dans le « Kuprox » est faible et on risquerait de brûler les lampes. L'impédance sera réalisée sur un noyau de transformateur B. F. (Noyau 2 cm.) sur lequel on bobine 450 spires 10/10 et qu'on enferme dans un blindage. Les fils de connexion doivent être de forte section.

Le redresseur pour tension de plaque et de polarisation utilise une valve « Raythéon » deux chocs de 60 M. A., six condensateurs de 1, 2, 4 et 8 M. F., une résistance de 12.000 ohms à prises, un potentiomètre de 1.000 ohms et un transformateur donnant deux fois 270 volts.

« R. C. A. » (Buenos-Ayres). — N° 47. Juin 1929.

La station LU. IA. — Le nouvel émetteur du « Radio Club Argentino » fonctionne depuis le 24 mai sous l'inductif « LU. IA ». Il travaille sur 25,4 mètres avec 150 watts. On espère de bonnes portées sur toute l'Argentine et les pays limitrophes.

C'est un « Master Oscillator » : Hartley symétrique, deux lampes Philips C. 508, 220 volts, plaque attaquant un premier amplificateur comprenant deux lampes

TB. 04/10 sous 440 volts. L'amplificateur de puissance se compose de deux TA. 1/50 sous 1.600 volts redressés et filtrés. Modulation sur les plaques du premier amplificateur avec deux lampes TB. 04/10.

L'alimentation du deuxième amplificateur comprend un transformateur triphasé de 2.000 volts, redressement par trois « Gécov.lives » U. 1 et filtrage par deux impédances et deux groupes de condensateurs.

Les filaments sont alimentés par des batteries d'accumulateurs de grande capacité.

Une nouvelle lampe d'émission à écran, par O. W. PIKE et E. E. SPITZER.

Cette nouvelle lampe américaine, la UX 865, est destinée à être utilisée en amplifiatrice dans un émetteur à hétéroexcitation. Elle a une puissance de sortie de 7,5 watts et peut également être employée en oscillatrice dans un « crystal control ». Le filament, en tungstène thorié, a la forme d'une hélice double soutenue par un axe central sans ressorts de tension; les électrodes sont cylindriques et la plaque munie de quatre ailettes, activant la dissipation calorifique, est connectée à une borne placée à la partie supérieure du globe. Le brochage est donc identique à celui d'une lampe à écran haute fréquence. Ses caractéristiques sont les suivantes :

Tension chauffage 7,5 volts.
Intensité chauffage 2 amp.
Facteur d'amplification 150
Résistance interne 200.000 ohms.
Capacité grille-plaque (Fil. et Blind. à la terre) 05 MMFD
Capacité grille-fil et blindage 10 MMFD
Capacité plaque-fil et blindage 7,5 MMFD
Tension max. plaque courant cont. modulé 500 volts.
Tension max. plaque courant cont. non modul. 500 volts.
Tension max. plaque courant alternatif 500 volts.

Max. du courant plaque 0,06 amp.
Watts max. dissipables par la plaque 15 watts
Watts max. dissipables par l'écran 3 watts
Voltage écran 125 volts.
Amp. max. H. F. grille 5
Usages normaux : tension plaque, 500; tension écran, 125; tension grille, 75.

Si la lampe est utilisée en oscillatrice ou amplifiatrice haute fréquence, la plaque ne doit pas dissiper plus de 15 watts et sous aucun prétexte ne doit être portée au rouge. Le courant-plaque ne devra pas excéder 60 milliampères. La tension de l'écran (environ 1/4 de celle de plaque) peut être obtenue au moyen d'une résistance de 20.000 ohms tombant la H. T. Dans ce cas on prendra soin de ne pas couper le circuit filament avant celui de la plaque.

L'émetteur « Mesny-G. A. », par G. et S. GARCIA ARRIETA.

Le Mesny décrit n'offre aucun dispositif particulier motivant, à notre avis, l'appellation spéciale « G. A. » désignant les auteurs de l'article. C'est le Mesny classique qui est en usage dans maintes stations d'émission françaises d'amateur. Accord de chaque inductance grille et plaque, modulation Beauvais. L'intérêt de cette rédaction peut être réel pour un pays comme l'Argentine dans lequel le Mesny (comme du reste le superhétérodyne bigrille) est peu pratiqué.

Les soupapes électrolytiques, par A. PLANÈS-PY, F8EI, (correspondant en France du R. C. A.).

Quelques indications sur l'emploi de la soupape électrolytique pour le redresse-

ment de la haute tension en vue de l'émission : formules d'électrolytes, précisions sur le montage Latour doubleur de tension.

BELGIQUE

« RADIO ROMR » Bruxelles. — N° 105 et 106 (bi-mensuel). Août 1929.

« Un H. 29 » de 20 watts modulation Beauvais » et l.e « H 29 » modulation Cnoc System, par A. PLANÈS-PY, F8EI.

Tous détails permettant le réglage du Hartley « H 29 » avec modulations Beauvais et Choc; photographies de montages, tableaux de lampes pouvant être utilisées.

BRÉSIL

ANTENNA (Rio de Janeiro). — Année IV. — N° 39. — Juillet 1929.

Emetteur récepteur portatif type C. I. T. n° 2.

La réalisation tout à fait astucieuse de cet ensemble portatif est à signaler en premier lieu : la coupe du coffret métallique, faite dans le sens de la hauteur, représente un trapèze isocèle. Les dimensions extérieures sont les suivantes :

Base supérieure (la plus petite) 35 × 12 cm.
Base inférieure 35 × 22,5 cm.
Hauteur 22,5 cm.

Le poids en ordre de marche est de 6 kilos et la base supérieure est munie d'une poignée pour le transport.

Pour la mise en service, les deux côtés non parallèles se rabattent et présentent l'un le récepteur, l'autre l'émetteur, montés sur la partie intérieure de ces panneaux. Les prises d'alimentation, casque, etc... sont placées sur l'une des faces latérales.

Le circuit d'émission est un Hartley couvrant la gamme 25 à 40 mètres; il est alimenté par piles sèches. La lampe oscillatrice est une B. 406 ou une UX. 201. A; cet émetteur peut être employé à plus grande puissance avec une TB. 04/10 ou une UX. 210 : une série de bornes et fiches permet l'alimentation sous la tension nécessaire. L'antenne employée est du type Hertz.

Le récepteur est un Schnell couplage statique de l'aérien : sa gamme s'étend de 25 à 50 mètres. Des batteries de piles sèches fournissent l'alimentation « A » et « B ».

Un récepteur alimenté en alternatif.

Ce cinq lampes comprend deux H. F., une détectrice sans réaction et deux B. F. Toutes les lampes sont à chauffage direct, sauf la détectrice qui est à cathode auxiliaire.

Un transformateur à trois secondaires assure l'alimentation « A » : l'un des secondaires alimente les deux lampes H. F. et la première B. F., l'autre la détectrice et le troisième la deuxième B. F. Les retours de grille se font au point milieu de résistances montées en parallèle sur le filament. Le courant est régulé automatiquement par ampérites.

La liaison entre lampes H. F. est effectuée par transformateur HF secondaire accordé; deux boutons d'accord : un pour l'antenne, l'autre pour les deux HP (condensateurs accouplés). Les connexions du chauffage sont naturellement effectuées en fils souples torsadés à deux conducteurs. Un jack pour pick up est prévu pour la connexion de celui-ci au primaire du premier transformateur B. F. L'accord est en Bourne et le collecteur d'ondes une antenne. L'auto-accrochage des M. F. est évité grâce à une résis-

tance de peu de valeur en série dans la grille de la première lampe, suivant un usage courant pratiqué en Amérique.

ESPAGNE

RADIO BARCELONA. — Barcelone. — Organe officiel de l'Union Radio FAJ 1. — Année VII. N° 259 à 262. — Août 1929.

Le Service officiel de secours de Radio Barcelona EAJ 1.

Union Radio Barcelona porte à la connaissance de ses auditeurs que des communications urgentes peuvent être lancées par l'émetteur EAJ.1 au cours d'une émission quelconque. Les conditions d'utilisation de ce service sont ainsi rédigées :

1° EAJ. 1. est susceptible de transmettre des messages émanant de personnes gravement malades demandant la présence de membres de leur famille absents, à la condition qu'un fonctionnaire d'un établissement hospitalier ou un médecin certifie que l'intéressé est gravement malade et demande la présence de l'un de ses parents dont il ignore l'adresse et qu'en outre tout autre moyen ne peut être utilisé dans ce but.

2° Dans aucun cas, un appel de ce genre ne pourra être radiodiffusé après la mort de l'appelant.

3° Dans le cas de personnes dont on a perdu toutes traces et dont on ignore le lieu de séjour, les appels pourront être faits seulement sur réquisition des autorités civiles, municipales ou ecclésiastiques ou après entente avec le directeur de la station.

4° Ce service ne peut être utilisé pour la perte d'animaux ou d'objets quelconques.

5° Les personnes, en faveur de qui des appels auront été lancés, communiqueront dans un délai aussi bref que possible, à la station, le résultat positif ou négatif du message.

Nouvelles diverses.

Radio Catalanas EAJ. 13 n'ayant pas terminé son installation, tous les programmes sont diffusés par EAJ 1.

D'après le « Real Decreto » espagnol sur la radio du 26 juillet 1929, les accessoires de T. S. F. sont frappés à la vente d'un impôt de 5 %. Les ressources nécessaires au fonctionnement des postes de radiodiffusion seront fournies par :

1° Un impôt sur les récepteurs (Une peseta pour les appareils à galène. Cinq pesetas pour ceux à lampes);

2° Un impôt sur la vente du matériel Radio (5 %);

3° La publicité commerciale;

4° Des souscriptions volontaires des amateurs et Radio Clubs;

5° Des subventions et dons du Gouvernement, des Universités, Académies, etc.

Les redevances versées annuellement par les amateurs, possesseurs d'un poste de réception, sont distinctes suivant l'usage du poste (public ou privé).

La « Junta técnica e inspectora de Radiocomunicacion », qui vient d'être constituée, comprend des voix permanentes (représentants de l'Etat) et éventuelles (délégués des intéressés). Il serait trop long de donner la liste des différents représentants ainsi que leurs fonctions, elle compte une vingtaine de personnalités choisies dans les différents services importants de l'Etat (Guerre, Marine, Aviation militaire et civile, Colonies, Transports, Météorologie, Justice, Communications, etc., etc.) pour les voix permanentes et une douzaine pour celles éventuelles choisies dans les compagnies de Radiodiffusion

de T. S. F. l'industrie radioélectrique, les amateurs, les radio-télégraphistes, la Presse et la Marine marchande.

RADIO SPORT — Madrid — Année VII. — N° 68.

Un « Filadyne » à deux lampes, par J.-M. RUBAL.

Après avoir indiqué que le « Filadyne » a été décrit dans « Popolar Wireless » puis dans la « Revista Telegrafica », l'auteur donne le schéma et toutes indications pour le montage et le réglage.

Ce circuit, qui paraît échapper à toutes les règles, comprend une détectrice et une B. F. Sur chaque connexion du filament est embrochée une self de 50 spires. l'une, à prises (aux tours 5, 10, 15 et 20), accordée par un condensateur variable est l'inductance d'accord. L'antenne comportant en série une petite capacité fixe de 0.0002 est connectée à l'une des prises prévues. Les deux selfs sont réunies côté alimentation par un condensateur fixe de peu de valeur.

Ces deux selfs sont bobinées à la suite l'une de l'autre sur un tube de carton de 10 cm. de diamètre et 10 cm. de longueur. Une distance de 45 mm. est prévue entre les deux. La plaque est connectée à une self de 25 tours constituant la réaction, placée à l'intérieur de l'une des deux inductances en série dans les connexions filament (celle non accordée et non reliée à l'aérien) ; le sens de bobinage de cette réaction est inverse de celui de la self avec laquelle elle est couplée. La réaction comprend 25 spires à spires jointives sur un mandrin de 75 mm. de diamètre. La sortie de cette self est réunie non au + B comme il est coutume de le faire, mais au curseur d'un potentiomètre monté entre + et — A. Un condensateur fixe de 1/1000 facilite le passage de la haute fréquence en réunissant le curseur du potentiomètre au — A.

La grille joue alors le rôle de la plaque et est connectée directement au primaire du transformateur de B. F. et le circuit s'achève au + B. 1 (20 à 40 volts). Le reste du montage ne présente pas de particularités spéciales. La grille de la B. F. est polarisée négativement et la tension de plaque (100 à 120 volts) de ce tube, plus élevée que celle de la détectrice.

Il convient de choisir la lampe détectrice et de déterminer la meilleure valeur de son voltage-plaque. La sélectivité, est paraît-il, nettement accrue. La manœuvre du potentiomètre a une grande importance et celui-ci doit être réglé vers le + ; le couplage de la réaction sera aussi déterminé avec soin.

La lampe à écran utilisée en amplificatrice à résistance et en détectrice, par J. JAKLE.

La lampe utilisée est du type A. 442 : dans le premier montage décrit (deux B. F. pour T. S. F. ou Pick up), le secondaire du transformateur est relié d'une part à la grille d'une A. 442, d'autre part au curseur d'un potentiomètre de 1.000 ohms utilisé en « Volume Control ». Celui-ci sera manœuvré pour que la tension de grille soit approximativement de — 2 à — 2,5 volts.

La liaison entre la première et la deuxième BF est effectuée par résistances-capacité. La résistance de plaque a une valeur de 0,5 mégohm. La tension de plaque est comprise entre 150 et 200 volts (pas inférieure à 150) et celle de l'écran de la 1^{re} lampe entre 20

et 30 volts. La deuxième BF. est du type B. 443 sous 150 à 200 volts à la plaque et à l'écran.

Le montage d'une lampe à écran du type A. 442 en détectrice ne souffre aucune difficulté : la tension de plaque reste la même que si le tube est employé en H. F. soit 150 à 200 volts. Le retour de grille s'effectue au curseur d'un potentiomètre (grille dérivée).

« E. A. R. » — Madrid. — Année IV. — N° 51. Organe officiel de l'Association EAR.

Description de la station espagnole EAR 132 de Bilbao.

Description de la station NRH de Hcredia (Costa Rica),

L'Exposition internationale de Barcelone et l'Association EAR.

Le Comité exécutif a été ainsi constitué :
Président d'honneur : Sr D. M. Moya (EAR. 1) ;
Président : Sr Dr. D. L. Cicera (EAR. 106) ;
V.-Présidents : Sr. Dr. J. Balta Elias (EAR. 54) et Sr. D. E. Ferrer (EA 25) ;

Secrétaire : Sr. D. F. Baque (EAR. 35) ;

Trésorier : Sr D. S. Elizalde (EAR. 142) ;
Membres consultatifs : Sr. D. R. Sanchez (EAR. 61) ; Sr. D. A. Lagoma (EAR. 29).

Les journées de l'Onde Courte auront lieu vraisemblablement les 15, 16 et 17 novembre prochain.

Circuits perfectionnés. — Par Rod. Couppez. Suite de l'intéressant article du technicien belge.

ITALIE

RADIO RIVISTA (Rome). — Année XI. — N° 7. — Juillet 1929.

Le haut-parleur à bobine mobile et l'amplificateur de puissance, par M. MASCOLO.

Après avoir rappelé brièvement le principe du Moving Coil, l'auteur s'étend un peu sur l'excitation de cette classe de haut-parleurs.

L'alimentation sous une tension élevée (120 volts) peut être fournie par le courant alternatif redressé : le transformateur donne deux fois 7,5 volts sous 2 ampères pour le chauffage de la valve bi-plaque et deux fois 150 volts sous 120 M. A. Un condensateur de 6 à 10 M. F. est placé en shunt sur le courant redressé.

L'excitation sous bas voltage (6 volts) est obtenue par un redresseur à l'oxyde de cuivre du type Westinghouse : le transformateur abaisseur doit avoir une puissance de 30 à 40 watts. Un condensateur fixe de grosse capacité sur le courant redressé supprime les irrégularités de ce dernier.

Les oscillations de B. F. produites par le frottement de l'aiguille sur le disque correspondant sensiblement à une fréquence de 4 500 p/s peuvent être éliminées au moyen d'un filtre (self nid d'abeille de 1.500 tours et condensateur de 0.009 en série disposés en shunt sur le pick up.

Un récepteur monolampe, par Lino AURIERA.

Reinartz simplifié à lampe bigrille détectrice fonctionnant sous une tension plaque réduite. Les deux bornes du circuit d'accord de grille sont connectées au secteur par l'intermédiaire de petits condensateurs fixes de 100 centimètres ; de cette façon on élimine l'antenne et la prise de terre.

La bigrille est du type A. 441, chauffage sous 1,5 volts.

La self d'accord comprend 50 sp. en 6/10, celle de réaction 35 sp. 6/10 également ; toutes deux sont du type gabion et à couplage serré (accollées) Les dimensions du coffret, non indiquées, sont très petites.

Un bon quatre lampes, par E. ULRICH

Ce récepteur, du type C. 119 (une haute fréquence, une détectrice à réaction magnétique sur le transformateur H. F. et deux B. F.), est caractérisé par une liaison haute fréquence constituée par un transformateur à air secondaire accordé présentant sur la self accordée l'avantage d'une sélectivité plus grande. L'accord est du type Bourne

Les jacks et fiches dans la construction radio.

L'auteur indique les principaux montages des jacks et examine les différents types livrés par le commerce : jacks contacteurs, contacteurs et séparateurs, bicontacteurs, séparateurs, etc.

PORTUGAL

« SCIENCIA E INDUSTRIA » — Lisbonne — Année IV. — N° 44. — Août 29.

Cours de monteurs électriciens de l'Institut National de Lisbonne, par Tito de Sousa LOPES.

Notions élémentaires d'électricité, connexions des appareils électriques, le courant alternatif, phases. Article de vulgarisation à la portée de tous, remarquablement exposé et d'une grande netteté.

Comment s'explique la T. S. F. et comment fonctionnent nos appareils. par Armando CASQUILHO.

Notions sur les capacités fixes et variables mises à la portée du débutant.

« ELECTRICIDADE E MECANICA » — Lisbonne. — N° 37.

Le cours de T. S. F. de l'amateur. Ligne XXXVII. La réaction.

L'auteur passe en revue les différents moyens à la portée de l'amateur pour provoquer l'oscillation d'un circuit récepteur : couplage de la self de plaque sur l'inductance de grille, réaction sur la résonance d'un récepteur genre C. 119 (diminuant les risques d'une radiation indésirable), couplage statique plaque-grille dans un récepteur HF à résistances, enfin réaction mixte magnétique et statique genre Reinartz.

Leçons pratiques d'électricité. N° XXXVII. La dynamo.

Description simple d'une machine Gramme analogie du rotor avec une batterie de piles montrant la distribution du courant sur l'anneau, dynamo tétrapolaire, exposé de la méthode simple Morday permettant de mesurer les variations de voltage sur le collecteur, champ magnétique et distorsions observées dans celui-ci.

■ ■ ■ ■ ■

COMMISSION TECHNIQUE
DE L'UNION INTERNATIONALE DE RADIOPHONIE

**CONTROLE A DISTANCE
DES FRÉQUENCES
DES ONDES PORTEUSES
DES STATIONS D'ÉMISSION**

Rapport N° 28 — Août 1929

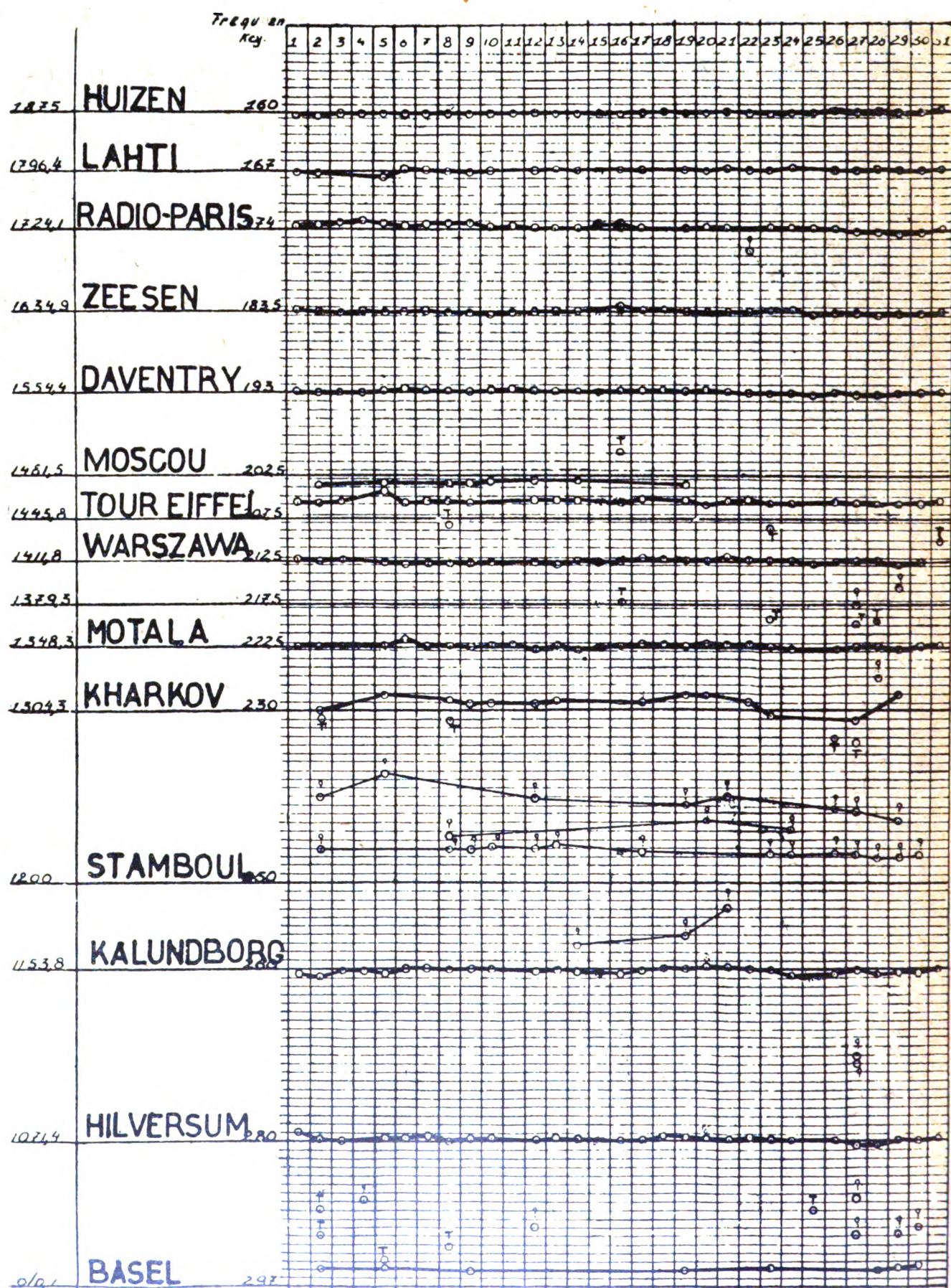
NOTA. — 1. Toutes les mesures figurant dans les graphiques ont été effectuées au Laboratoire de Contrôle de la Commission Technique de l'U. I. R. à Bruxelles, en partant du diapason standard à 1000 périodes.

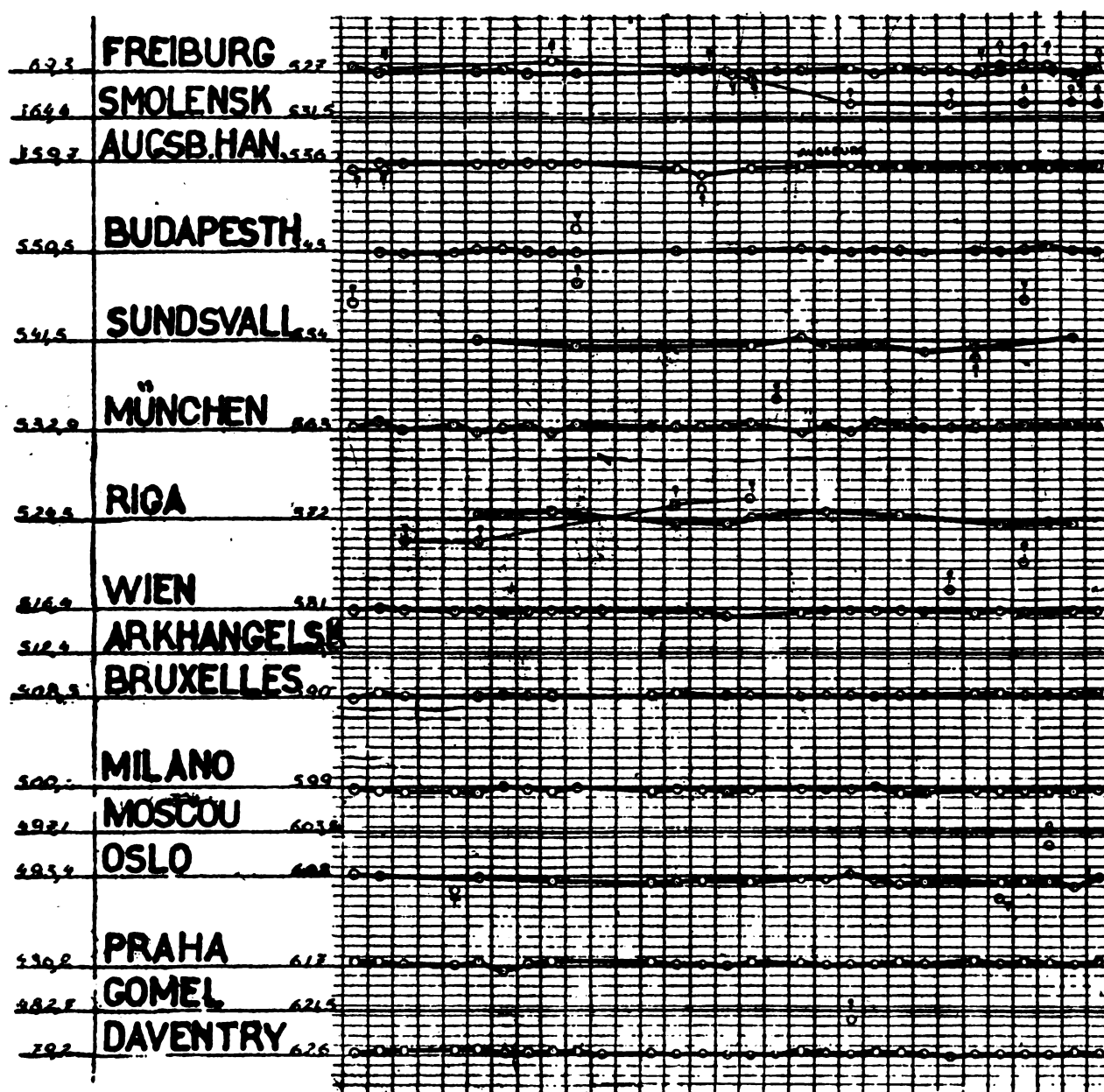
Elles sont complétées éventuellement par les mesures effectuées au Laboratoire de Contrôle de Berlin du Telegraphen Technisches Reichsamts et au Laboratoire de Contrôle de Keston (près de Londres) de la British Broadcasting Corporation.

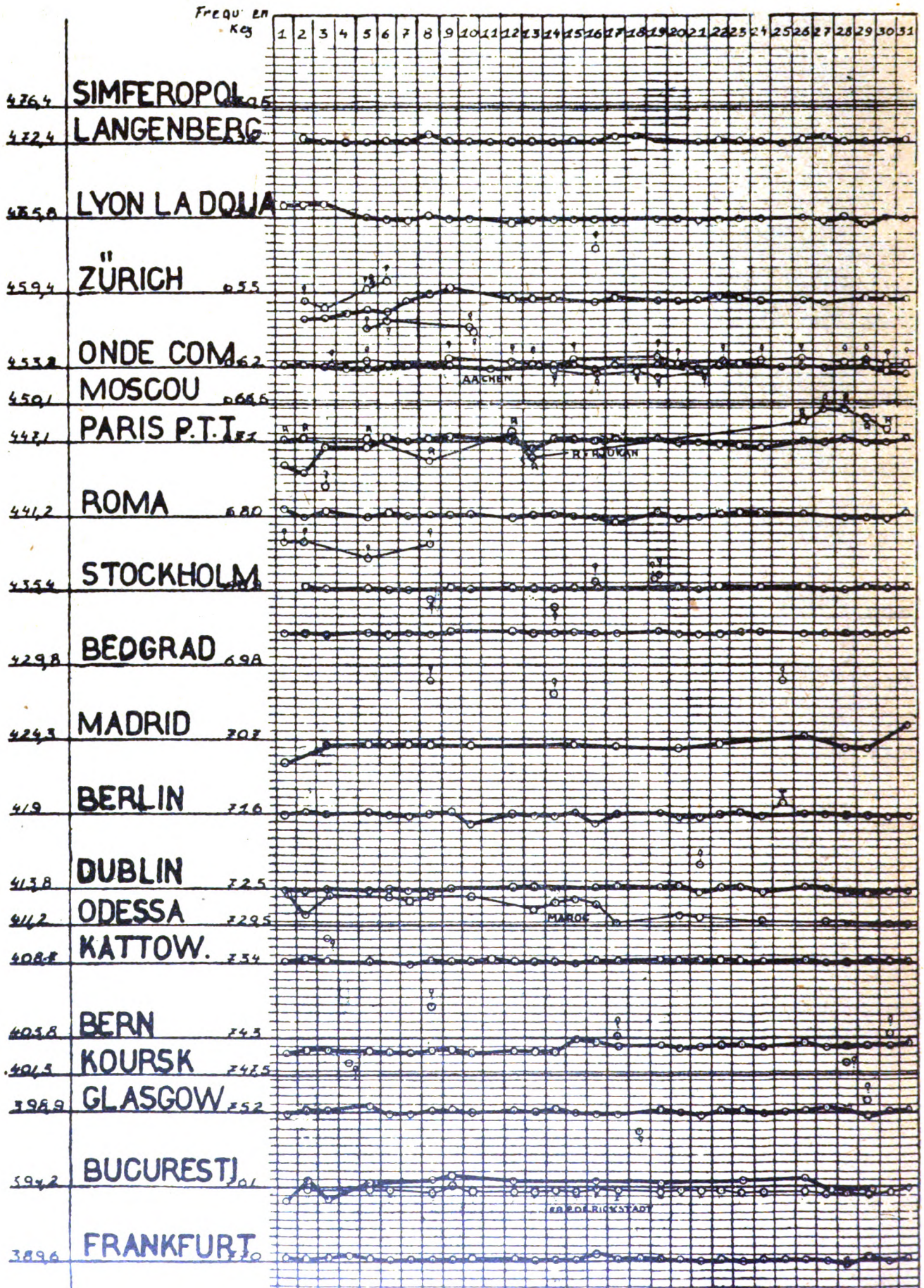
2. Les points d'interrogation indiquent qu'il n'a pas été possible d'identifier la station avec certitude au moment de la mesure.
3. Les valeurs sont indiquées en kilohertz (kilocycles ou kilopériodes).

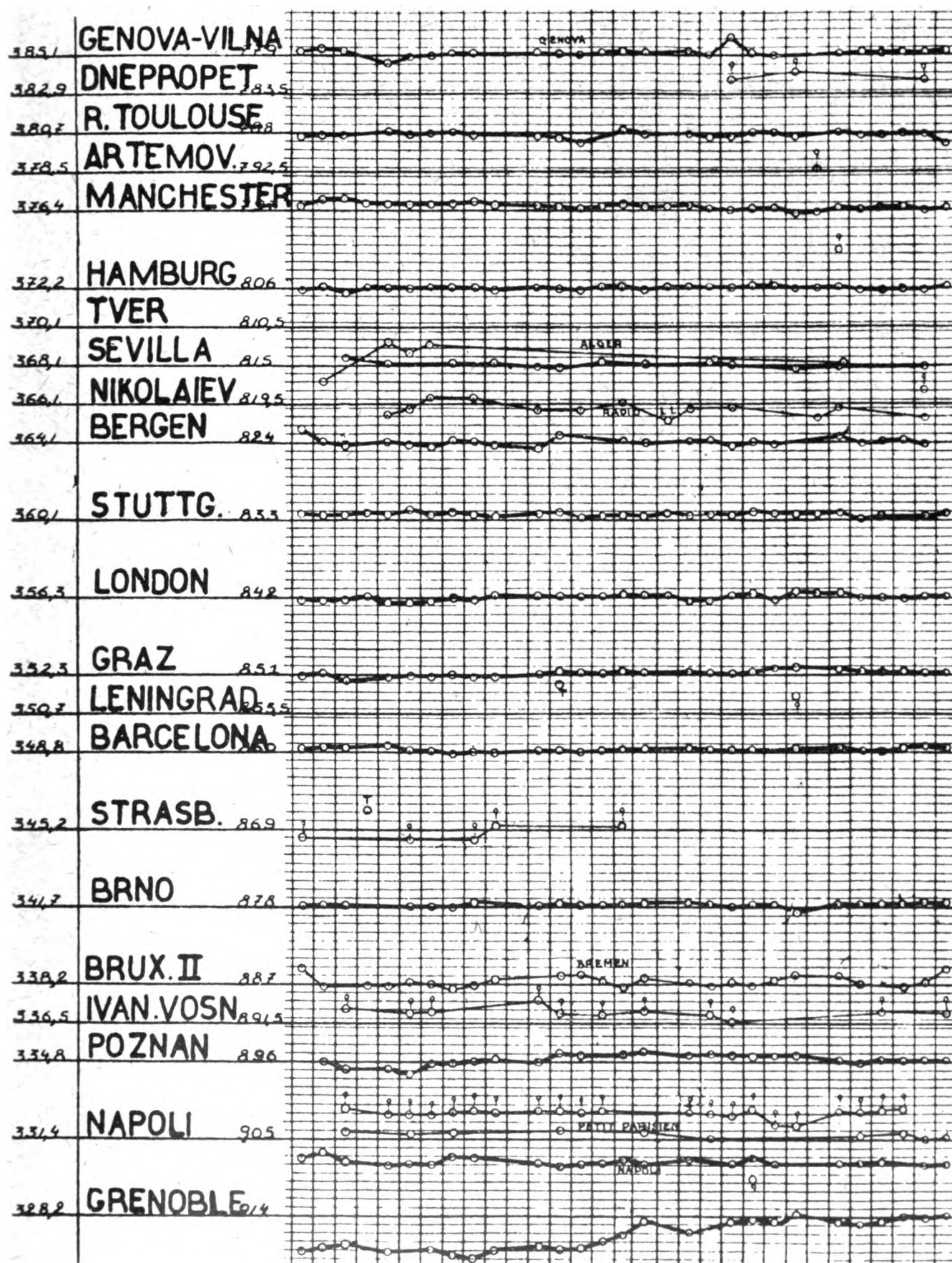
Bruxelles, le 5 Septembre 1929.

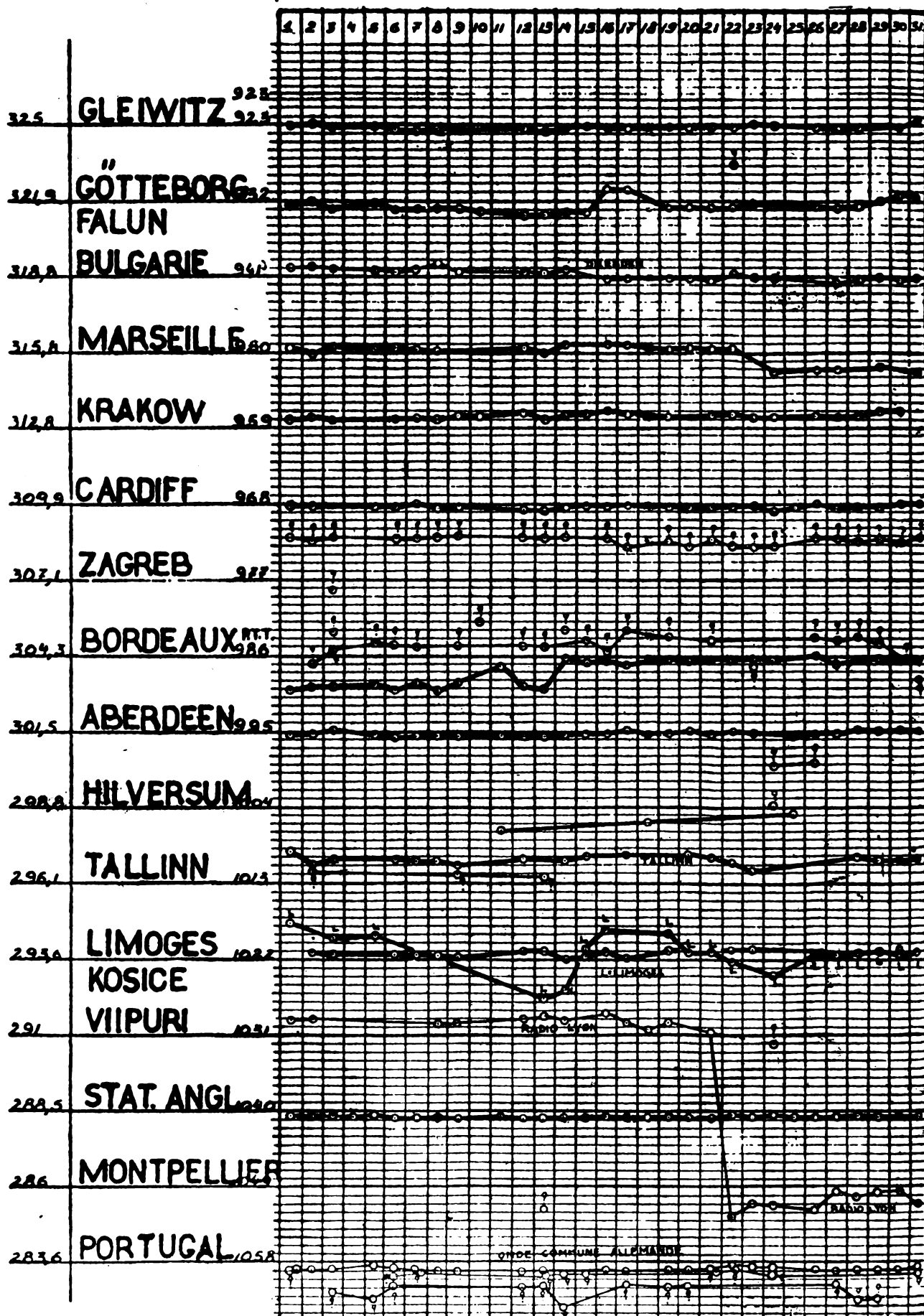
Le Président de la Commission Technique
Raymond BRAILLARD.

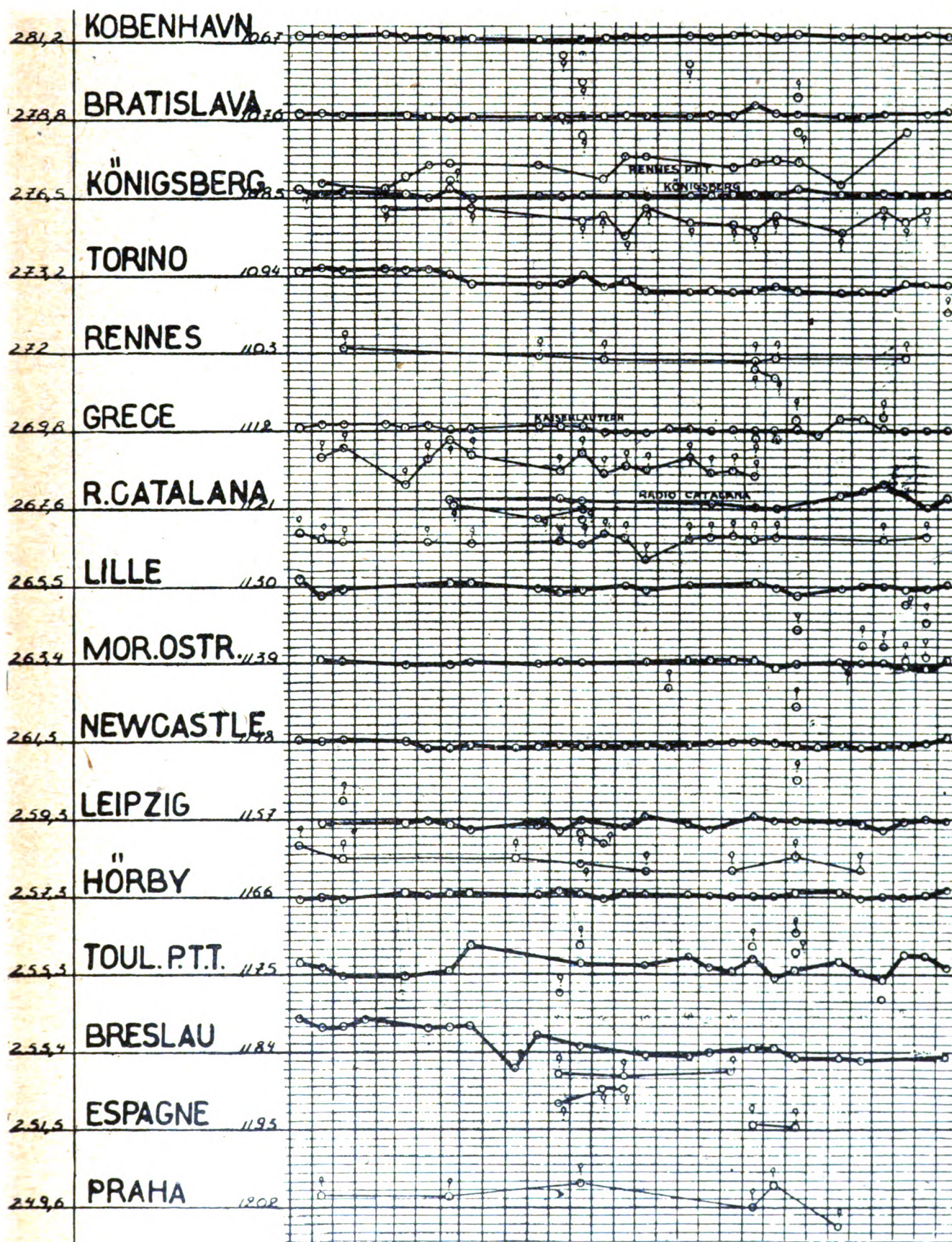


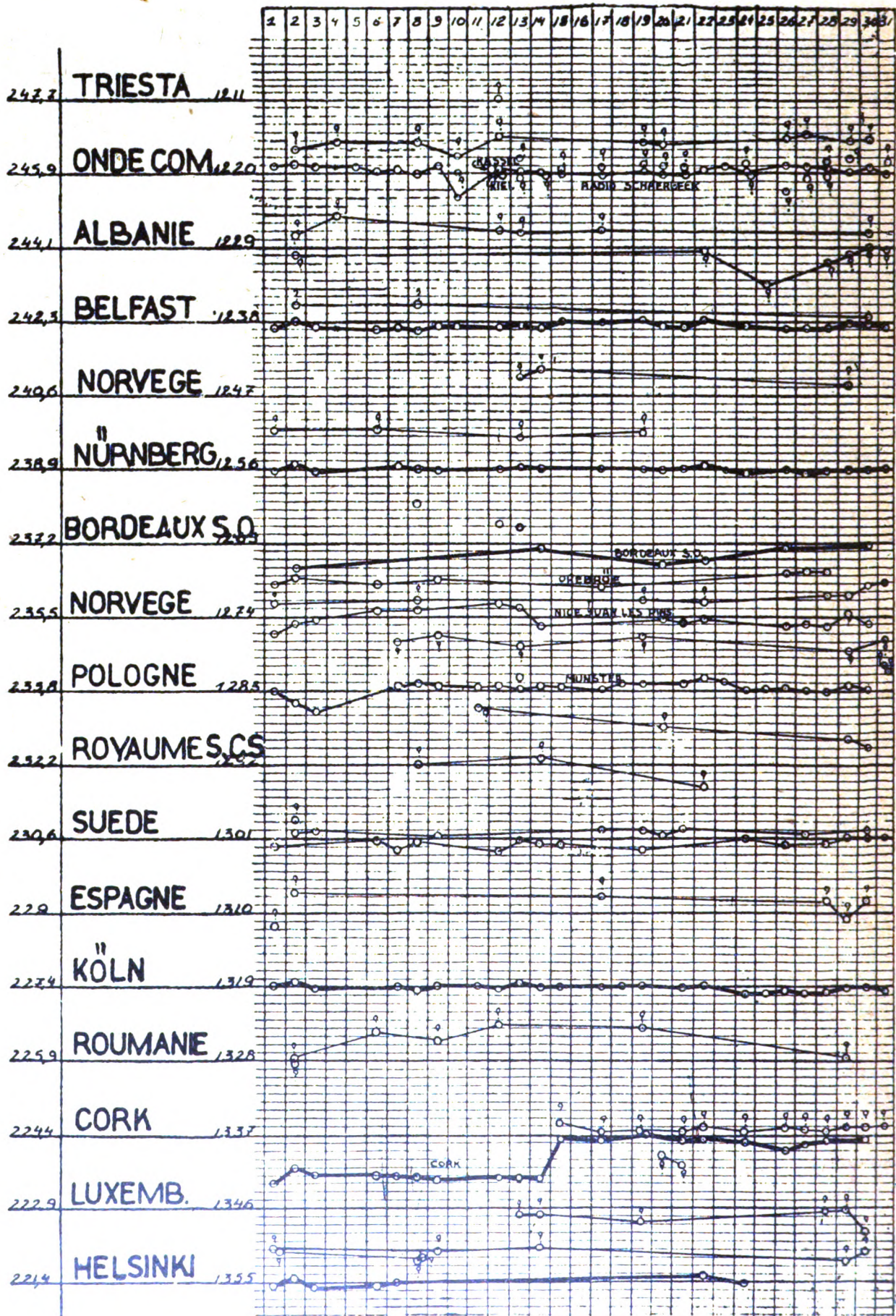


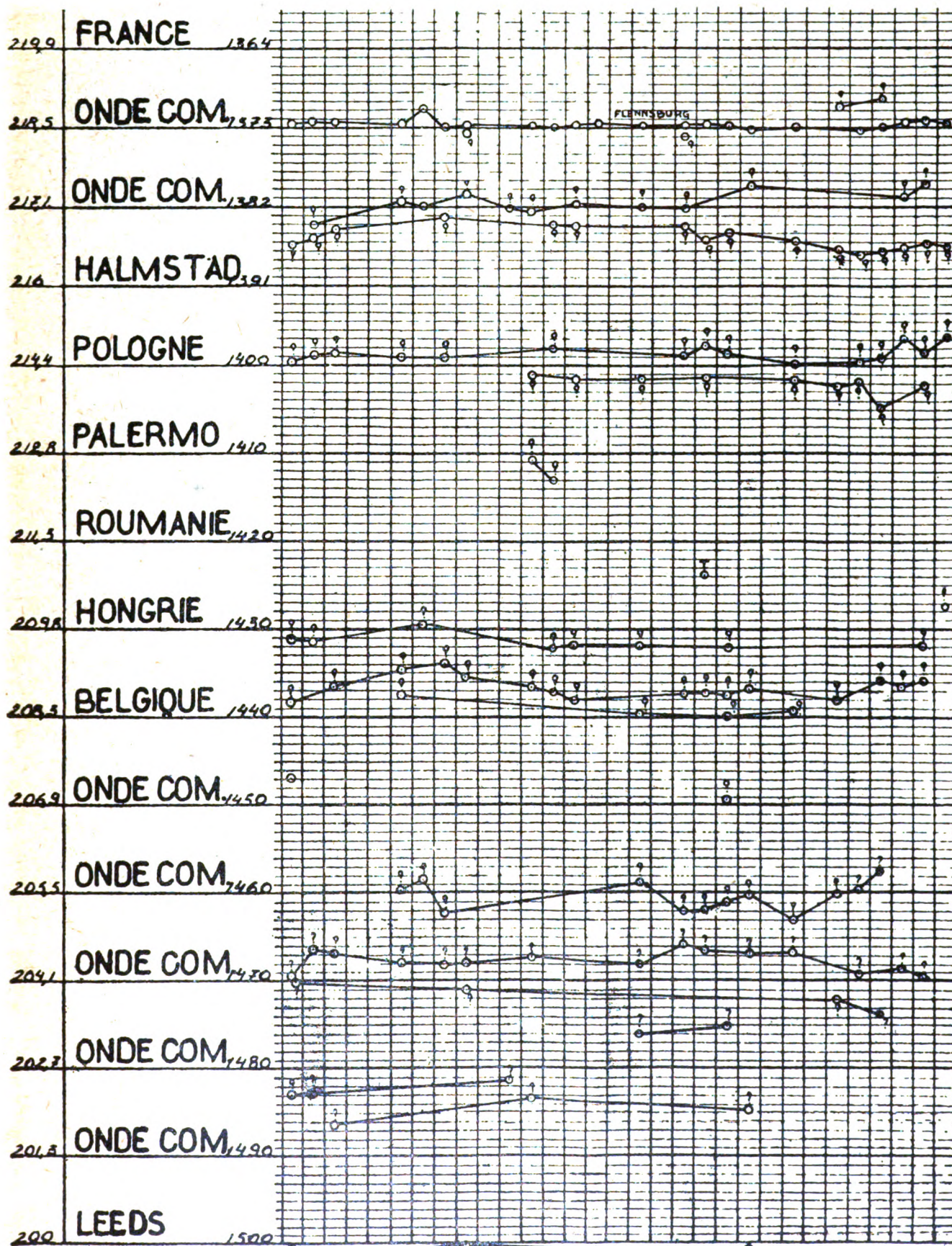






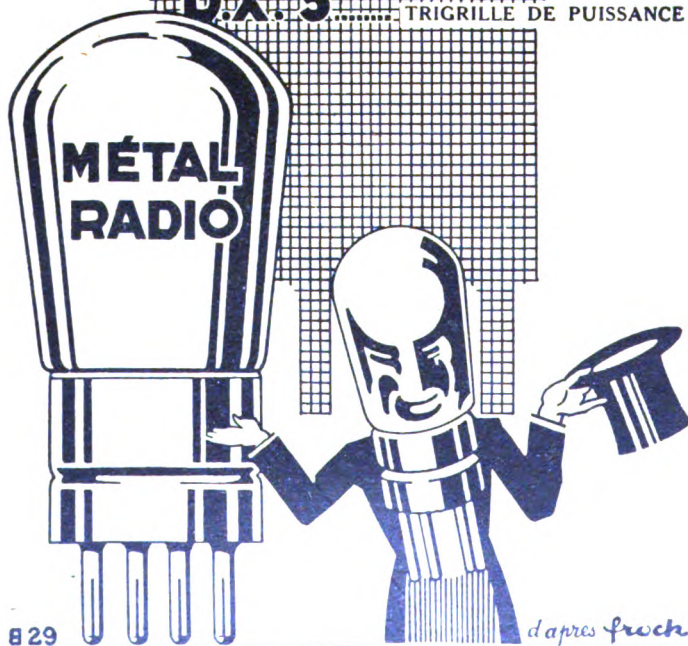






MÉTAL

D.Z. 813 AMPLIFICATRICE
D.Z. 1508 DÉTECTRICE
D.Z. 2222 AMPLI[®] A RÉSTANCE
D.X. 502 AMPLI[®] DE PUISSANCE
D.W. 702 AMPLI[®] FORTE PUISSANCE
D.Z. 1 BIGRILLE
D.Z. 2 LAMPE A GRILLE DE PROTECTION
D.X. 3 TRIGRILLE DE PUISSANCE



B 29

C'est uniquement par un

BREVET

qu'on peut protéger utilement
une *Invention*

Consultez

FABIER

Ingenieur des Arts et Manufactures - S.E.-I.C.F.
 Chef du Service des brevets du
 "Q.S.T. et Radio-électricité réunis"
 11^{bis} rue Blanche - Paris (9^e) - Tél. Grad. 22-74
Consultations gratuites.

Le problème de l'alimentation pratique
des Batteries de T. S. F. est définitivement

résolu par le

REDRESSEUR

**TUNGAR JUNIOR
TRIPLEX** (BREVETS
THOMSON)

Avec
Combinateur
à 3 positions

Charge des batteries
filament
Ecoute
Charge des batteries
tension plaque

Supprime tout changement de connexions

Entre



SOCIÉTÉ GÉNÉRALE
DE CONSTRUCTIONS
ÉLECTRIQUES & MÉCANIQUES
(ALSTHOM)

SERVICE DES REDRESSEURS DE COURANT 364, Rue Lecourbe - PARIS

En écrivant aux Annonceurs, citez Radioélectricité et Q S T Français



Paris - PARIS

En écrivant aux Annonceurs, citez Radioélectricité et Q S T Français

GEORGES LANG, Imprimeur 1929
11 bis, Rue Curial - PARIS

Digitized by Google

Publications et Éditions françaises
— de T. S. F. et Radiophonie —
63, rue Réaumur, PARIS —
Le Directeur-Général : H. Simeur

RADIOELECTRICITE

ET



~ FRANÇAIS ~

Paraissant le 1^{er} de chaque mois

ABONNEMENTS :

France et Colonies.. .. 70 fr. par an
Etranger 100 fr. par an

DIRECTION, ADMINISTRATION, PUBLICITÉ :

53, rue Réaumur, PARIS (2^e)

TÉLÉPHONE :

Louvre 03-72

Directeur : Henry ÉTIENNE

A l'occasion du 6^e Salon de la T. S. F., les abonnements reçus jusqu'au 31 Décembre bénéficieront du tarif réduit ci-dessous :

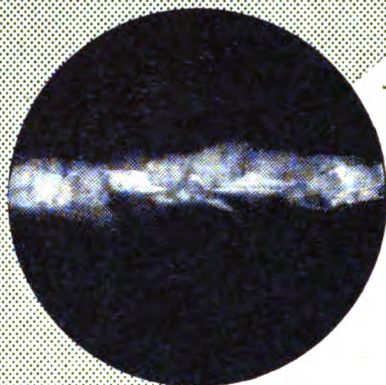
France et colonies : 65 fr. par an. — Etranger : 95 fr. par an

Sommaire :

| | Pages | | Pages |
|--|-------|--|-------|
| Ondes longues et ondes courtes (Général CARTIER) | 3 | La reproduction du disque (L. D., Ingénieur) | 49 |
| Les idées du professeur Eddington (Léon DE LA FORCE) | 6 | Un amplificateur de puissance (R. ALINDRET) | 53 |
| Appareils, méthodes et formules de mesures (Suite) (Jean VIVIÉ, Ingénieur civil des Mines) | 18 | Le réglage des postes récepteurs de T. S. F. par l'emploi des dispositifs de repérage nominal Valundia | 56 |
| Le film sonore (Suite) (Jean VIVIÉ, Ingénieur civil des Mines) | 23 | Conseils d'un bricoleur | 61 |
| Tour d'Europe radiophonique (Suite) (Alex SURCHAMP) | 28 | A travers la presse étrangère | 65 |
| Le circuit magnétique (Suite) (P. FARAD) | 35 | Contrôle à distance des fréquences des ondes porteuses des stations d'émission | 69 |
| Comment obtenir la tension de plaque avec le secteur continu (André PLANÈS-PY, F8EI) | 45 | | |

Reproduction interdite pour tous pays, y compris la Suède et la Norvège (Copyright by Henry Étienne, Paris).

... ENFIN ! LA LAMPE PARFAITE !



UN MAUVAIS FILAMENT

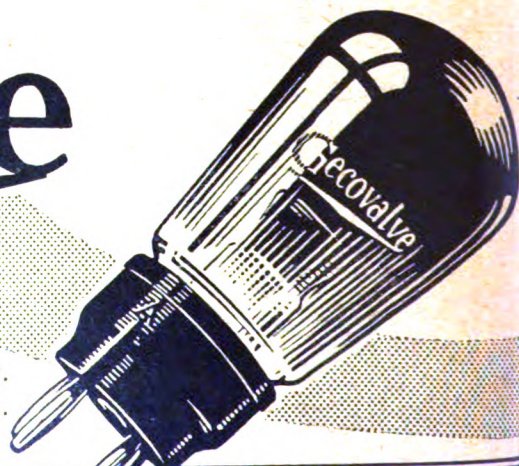
La microphotographie montre qu'un mauvais filament présente un enduit émissif sans adhérence, se détachant rapidement. Un tel filament est de durée éphémère.



UN BON FILAMENT LE FILAMENT GECOVALVE

La microphotographie montre que l'enduit émissif du filament Gecovalve est d'une ténacité et d'une homogénéité absolues.

la lampe Gecovalve



BAISSE DE PRIX
la S. 410 est maintenant à 95 fr.
la PT. 425 est maintenant à 95 fr.
(Taxe de luxe comprise)
Demandez notre notice

R. Bachelet et C^{ie}

GENERAL ELECTRIC DE FRANCE L^{TD}
10, rue Rodier - Paris - 9^e - Téléphone : Trudaine 08-06

AGENCES : Lyon, Marseille, Bordeaux, Toulouse, Lille, Rouen, Nancy, Nantes, Metz, Alger.

En écrivant aux Annonceurs, citez Radioélectricité et Q S T Français

LES PHENOMENES de PROPAGATION

Ondes longues et ondes courtes

par le Général CARTIER

■ ■ ■ ■ ■

On sait que les *ondes longues* et les *ondes courtes* ont de nombreux caractères communs, et cela est naturel puisque les unes comme les autres sont produites par des ébranlements périodiques d'un même fluide matériel : l'*éther*. On sait aussi que la longueur d'onde a une certaine influence sur les caractères de la propagation dans l'*atmosphère* ; cela aussi est naturel et résulte de ce que l'*atmosphère* n'est pas un milieu homogène ni en équilibre, que l'*éther* y est mélangé à des gaz, des vapeurs, des poussières dont les proportions et la température ne sont pas constantes, mais varient avec le temps et lieu, et aussi de ce que l'*atmosphère* est animée, par rapport à l'*éther*, de mouvements divers dont les uns, les mouvements astronomiques, ont un caractère permanent ou périodique, tandis que les autres, les mouvements météorologiques, sont essentiellement variables. Si l'on remarque que les ébranlements de l'*éther* que nous utilisons en radiophonie se propagent au-dessus d'un sol dont la forme est irrégulière, la constitution et l'état physique variables, on comprend la complexité du phénomène de la propagation et l'impossibilité de la représenter par des formules simples. Je sais bien qu'il existe de telles formules dont je ne conteste pas la commodité pour l'élaboration d'avant-projets sommaires. Mais il faut bien se garder de leur attacher un caractère scientifique quelconque ; elles ne font que résumer, plus ou moins fidèlement, des faits constatés dans des circonstances déterminées et ne sont plus exactes en dehors de ces circonstances.

Dans l'*éther* pur et en équilibre, les ondes courtes se propageraient comme les ondes longues, avec la même vitesse uniforme et le même amortissement. Mais il n'y a probablement pas de zones remplissant ces conditions : dans la bulle solaire qui nous est accessible, il y a, outre les planètes, des millions d'astéroïdes de toutes dimensions et animés de vitesses plus ou moins grandes ; dans les espaces interstellaires, il y a des nuages de poussière cosmique que nous a révélés l'analyse spectrale. Il n'y a donc pas, dans l'espace que nous pouvons explorer, de

zones où les ébranlements étherés donnent lieu à des surfaces de niveau sphériques et à des rayons de propagation rectilignes, où la vitesse de propagation soit uniforme et la même dans toutes les directions, enfin, où cette vitesse soit indépendante de la fréquence des ébranlements. Les théories relativistes basées sur une vitesse constante de la lumière, qui serait la même dans toutes les directions, sont donc *a priori*

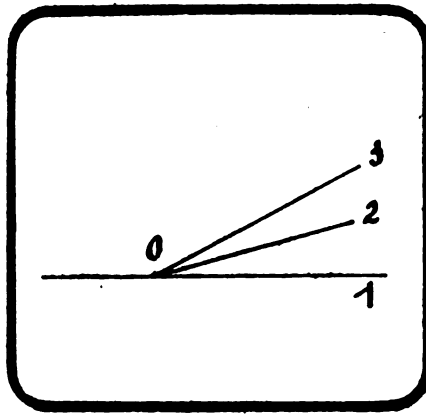


Fig. 1

inexactes, au moins dans la zone où nous vivons.

Ces principes posés, il est facile de comprendre les particularités que présentent les ondes utilisées en radiophonie, ondes correspondant à des ébranlements de l'*éther* dont la fréquence est beaucoup plus petite que celle des ébranlements lumineux et varie de 300.000 environ pour les grandes longueurs d'onde, de l'ordre du kilomètre, à 30.000.000 pour les ondes courtes de l'ordre de 10 mètres.

Si l'on ébranle l'*éther* en imprimant un mouvement alternatif rapide aux électrons libres d'une antenne émettrice l'énergie dépensée se diffuse dans les molécules de l'antenne qui s'échauffe, et dans le milieu ambiant dont les divers éléments absorbent chacun une partie de l'énergie rayonnée.

A priori, l'énergie communiquée par les électrons à l'*éther* de l'antenne, produit dans l'*éther* ambiant un mouvement vibratoire qui tend à s'imposer aux divers fluides qui sont mélangés à cet *éther*, chacun de ces fluides ab-

sorbant ainsi une partie de l'énergie rayonnée. De sorte que l'énergie restante qui se diffuse dans l'*éther* est d'autant plus petite que la somme de ces énergies perdues est elle-même plus grande.

Il en résulte tout d'abord que, dans l'*atmosphère*, l'énergie absorbée est plus grande dans le voisinage du sol qu'aux grandes altitudes. Si l'on considère les surfaces de niveau c'est-à-dire celles où l'énergie vibratoire de l'*éther* est la même au même instant, ces surfaces ne sont pas sphériques, leurs rayons ou plutôt la distance de leurs éléments au centre d'ébranlements augmentant avec l'altitude de ces éléments. Etant donné le défaut d'homogénéité de l'*atmosphère* et les perturbations qui agitent cette *atmosphère*, perturbations variables avec le temps et avec le lieu, on comprend que les surfaces de niveau ne sont ni sphériques, ni de révolution, et que leur forme est essentiellement variable.

Quoi qu'il en soit, l'ébranlement de l'*éther*, résultant de l'ébranlement alternatif central, est un mouvement périodique dont l'axe, en chaque point de l'espace, est normal à la surface du niveau qui passe par ce point.

Les normales à ces surfaces de niveau forment ce qu'on pourrait appeler les rayons de propagation suivant lesquels se propage l'ébranlement central : ces rayons ne sont pas des droites mais des courbes dont la concavité est dirigée vers le sol.

La vitesse de propagation n'est d'ailleurs pas la même suivant les différents rayons. Elle est, en effet, proportionnelle, en chaque point, à la vitesse moléculaire moyenne de l'*éther* (en fait, elle en est les 3/4) : elle diminue donc avec l'altitude et est influencée par les perturbations de l'*atmosphère* ambiante.

Si l'on considère maintenant un détecteur qui exige, pour être actionné, une certaine énergie, on voit que la distance à laquelle ce détecteur décèlera l'ébranlement central, variera comme les rayons susvisés des surfaces de niveau : elle augmentera en principe, avec son altitude (Fig. 1).

Remarquons que la fraction d'énergie étherée absorbée par l'*atmosphère* dans l'unité de temps est proportionnelle à la fréquence des ébranlements centraux : elle est donc, à amplitude

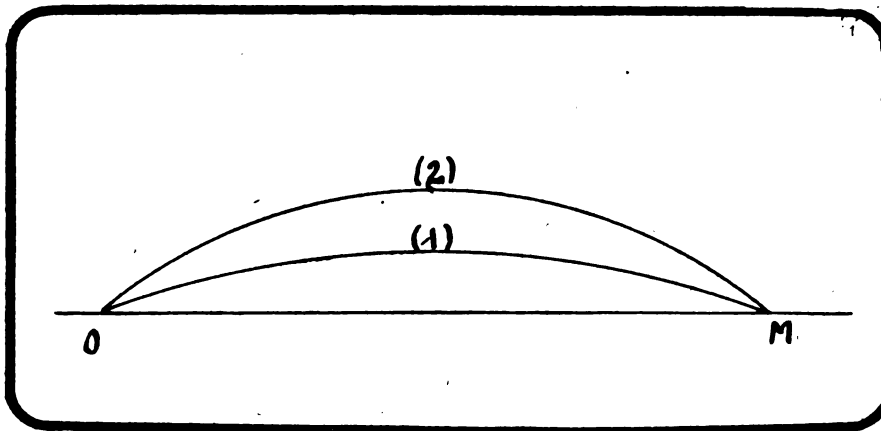


Fig. 2

égale, plus grande pour les ondes courtes que pour les ondes longues. Il en résulte que l'élongation verticale des surfaces de niveau est d'autant plus grande que les ondes sont plus courtes, et aussi que les rayons de propagation sont eux-mêmes d'autant plus incurvés que les ondes sont plus courtes.

Cela explique que, lorsque les rayons de propagation sont dans la partie basse de l'atmosphère, pour une même énergie dépensée, la portée augmente avec la longueur d'onde.

Considérons au contraire des rayons de très grande longueur ayant une flèche de l'ordre de cent à deux cents kilomètres (fig. 2).

Pour une même portée OM, les rayons (2) correspondant aux ondes courtes sont plus élevés que ceux (1) correspondant aux ondes longues. Les longueurs des trajets dans la basse atmosphère sont plus longs pour ces derniers que pour les rayons (2) et la différence de ces trajets est d'autant plus grande que la longueur OM est plus grande et que les longueurs d'onde sont plus différentes.

Comme c'est dans les parties basses que la perte d'énergie est la plus grande, il est évident qu'à partir d'une certaine distance, les ondes longues s'affaiblissent plus vite que les courtes et que ces dernières, à égalité d'énergie dépensée, doivent permettre des portées plus grandes.

Ces conclusions sont, comme on le sait, confirmées par les faits.

Cela posé, supposons (fig. 3) qu'un poste émetteur O fonctionne avec une énergie constante et déplaçons un appareil récepteur suivant Oy. L'intensité des signaux reçus diminue d'abord à mesure que l'appareil s'éloigne de O,

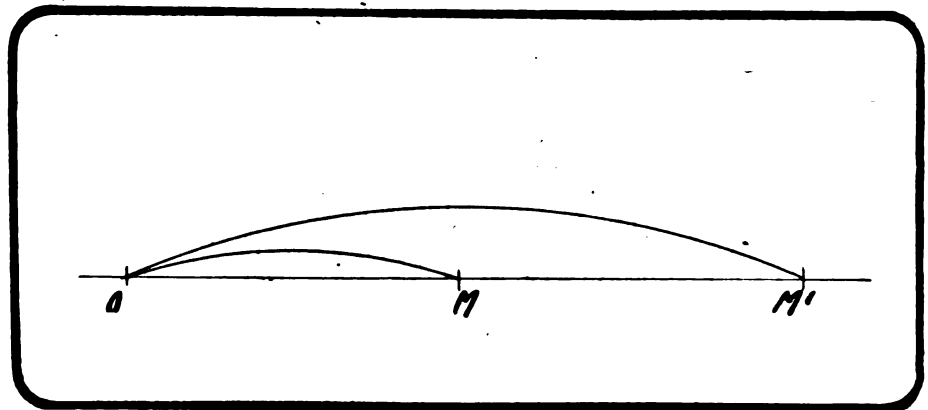


Fig. 3

tant que les rayons de propagation qui l'atteignent sont compris dans la basse atmosphère.

A mesure que la distance OM augmente, les rayons qui frappent M s'incurvent de plus en plus et la longueur du trajet dans la haute atmosphère devient de plus en plus grande par rap-

port au trajet total. Comme la perte d'énergie dans cette partie élevée est relativement moins grande que dans le reste, il arrive un moment où M continuant à s'éloigner de O, l'énergie restante ne diminue pas puis commence même à croître pour augmenter jusqu'à un maximum à partir duquel elle décroît constamment.

En résumé, la courbe représentant l'énergie reçue par M aux différentes distances, aurait à peu près la forme de la figure 4 et cette forme correspond aux grandes longueurs d'onde comme aux moyennes et aux courtes.

Ce qui différencie les courbes correspondant aux diverses longueurs d'onde, c'est la distance à l'origine des points m et M qui correspondent respectivement au minimum et au maximum d'énergie restante.

Si i_0 est l'énergie minimum nécessaire pour actionner le récepteur on voit que :

Dans la partie Oa, ce récepteur est actionné avec une énergie décroissante ;

Dans la partie ab, il n'est pas actionné ;

Dans la partie bc, il recommence à fonctionner avec une énergie qui croît d'abord, passe par un maximum, puis diminue ;

A partir de c, le récepteur n'est plus actionné.

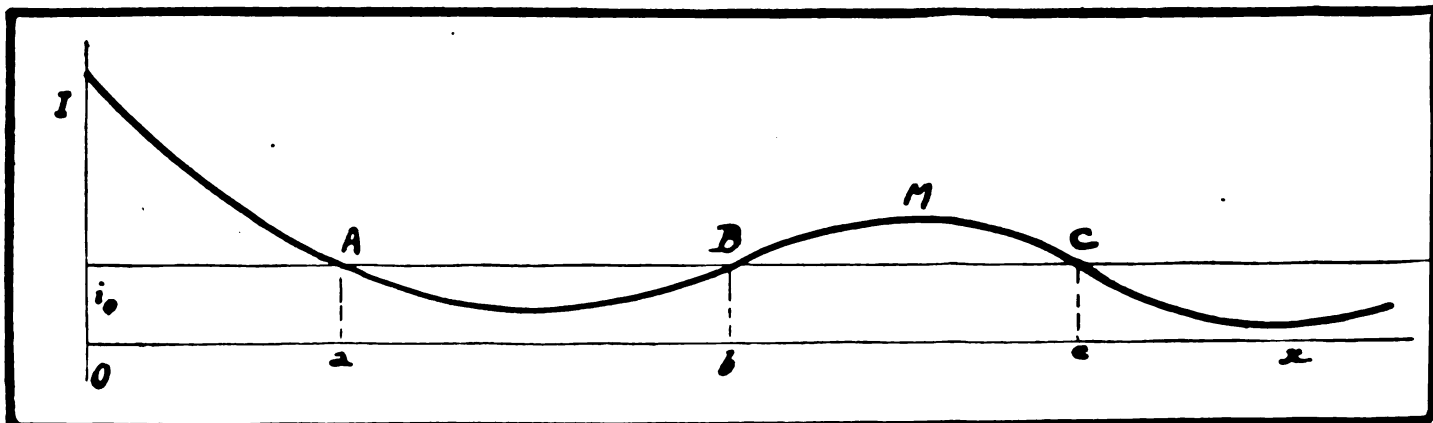


Fig. 4.

La zone correspondant à la partie *ab* s'appelle *zone de silence*.

En fait, l'épaisseur de l'atmosphère terrestre, étant d'environ 100 à 200 kilomètres et notre globe étant relativement petit, la longueur *Om* correspondant aux ondes très longues est plus grande que le diamètre terrestre et nous ne pouvons observer la zone de silence *ab*.

Pour les ondes moyennes ou courtes, au contraire, la zone *Oa* est d'autant plus faible que la fréquence est plus grande : elle est aisément observable et l'on a même pu la mesurer pour diverses longueurs d'onde ainsi que la largeur *ab* de la zone de silence. Je ne sais pas si l'on a étudié la troisième zone *bc* et constaté la présence du maximum *M* : il serait très intéressant de faire méthodiquement cette étude tant au-dessus des continents et des mers, que dans les directions nord, sud, est et ouest.

J'ai fait observer que les mouvements de l'atmosphère par rapport à l'éther pouvaient influencer sur la propagation, et cela est évident *a priori*. Ces mouvements peuvent, en effet, modifier la composition du milieu traversé et augmenter ou diminuer l'énergie restante : c'est vraisemblablement la cause de la variation de l'intensité de la réception et en particulier ce qui produit le *fading* dont le caractère essentiellement passager correspond bien aux mouvements météorologiques et qui est d'autant plus sensible que les ondes sont plus courtes.

Quant aux mouvements astronomiques (rotation de la Terre autour de son axe, translation autour du Soleil) qui se traduisent par le *vent d'éther* qui oriente l'aiguille aimantée, ils ont évidemment une influence sur la propagation des ébranlements de l'éther. Les flèches pointillées de la figure 5 montrent le sens de ce vent d'éther. On voit que sur la face *C*, c'est-à-dire le jour, il favorise la propagation dans le sens Ouest-Est. C'est le contraire sur la face *D*, c'est-à-dire la nuit, où la propagation doit être meilleure dans le sens Est-Ouest. Sur les faces *A* et *B*, c'est-à-dire sur celles dont une partie est éclairée et l'autre obscure, le vent d'éther est favorable dans les sens *AD* et *AC*, *DB* et *CB* avec légère prédominance suivant *AD* et *DB*.

La vitesse de translation, 30 kilomètres par seconde, étant beaucoup plus grande que la vitesse de rotation, laquelle varie de zéro au pôle à environ 460 mètres par seconde à l'équateur, on peut facilement évaluer l'ordre de grandeur de ces deux mouvements aux différents points du globe en suivant les éléments des lignes de propagation. Il ne faut pas oublier qu'en raison de l'entraînement partiel de l'éther par l'atmosphère, entraînement qui diminue avec l'altitude, l'effet du vent d'éther augmente avec l'altitude et est

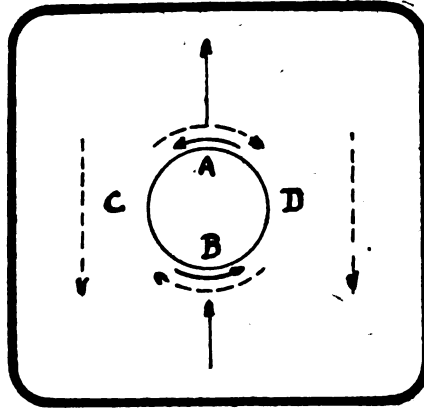


Fig. 5

d'autant plus grand, sur une ligne de propagation entre deux points du globe, que celle-ci est plus incurvée, c'est-à-dire que la longueur d'onde est plus courte.

Le mouvement de mutation de l'axe terrestre est trop lent pour avoir une influence appréciable.

Il n'en est peut-être pas de même du mouvement général de la bulle solaire, mais il est actuellement impossible d'en tenir compte.

L'influence de la pesanteur est certaine et son effet est d'aplatir les lignes de propagation. On ne connaît pas son ordre de grandeur. On pourrait en avoir une idée en mesurant la vitesse de la lumière sur une verticale d'une longueur assez grande, d'abord de bas en haut, puis de haut en bas : cette dernière vitesse doit être plus grande.

La perte d'énergie et de vitesse des molécules d'éther dans leurs chocs

contre les éléments de l'atmosphère (gaz, vapeurs, poussières) dépend naturellement du nombre de chocs et par suite de la vitesse d'agitation cinétique de ces éléments. Elle est par conséquent plus grande dans les zones chauffées par le soleil que dans celles qui sont dans l'ombre : on sait, en effet, que la propagation est généralement meilleure la nuit que le jour au moins pour les ondes d'une certaine longueur.

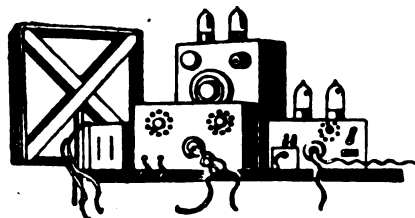
Par contre, l'incurvation des lignes de propagation, qui dépend de la perte d'énergie, est plus grande le jour que la nuit, et l'on comprend pourquoi, au-dessous d'une certaine longueur d'onde, la propagation est meilleure le jour.

Je ne crois pas qu'on ait essayé de déterminer directement l'incurvation des lignes de propagation. Pour les petites longueurs d'onde, il est certain que leur courbure leur permet d'atteindre les antipodes et même de revenir à leur point de départ : on constate, en effet, une très bonne réception au point du globe diamétralement opposé au poste émetteur, car toutes les lignes de propagation y convergent.

Certaines lignes de propagation font même le tour complet du globe puisque, dans le voisinage d'un poste émetteur, on peut recevoir successivement la propagation directe et la propagation circulaire. La différence des trajets correspond bien à l'intervalle de temps qui sépare les deux réceptions et qui est d'environ 1/7 de seconde. Les considérations générales développées plus haut permettent de prévoir que cet intervalle de temps, pour une même distance de l'émetteur et du récepteur, dépend de leurs situations géographiques et de l'orientation de la ligne qui les joint, des conditions météorologiques et des circonstances de jour et de nuit dans lesquelles se fait l'expérience.

Bien entendu, il n'est pas besoin, pour expliquer tout cela, de faire intervenir une couche réfléchissante dont la hauteur varierait suivant les besoins de la cause : l'hypothèse commode de la couche d'*Heaviside* a besoin d'autres justifications pour être prise en sérieuse considération.

Je ne dirai rien pour le moment des *échos multiples* dont la constatation semble indiscutable, mais au sujet desquelles je n'ai pu trouver de documentation complète.



DOCUMENTATION

Les idées du Professeur Eddington

par Léon de LA FORGE

■ ■ ■ ■ ■

ARTHUR-STANLEY EDDINGTON, Plumian Professor of Astronomy à l'Université de Cambridge, est considéré dans l'Ecole scientifique anglaise actuelle comme l'homme le plus au courant de toutes les questions modernes ; il est peut-être dans ce pays le seul savant qui soit vraiment au courant de toutes les idées scientifiques, bien que certains noms aient justement acquis une réputation mondiale.

C'est l'homme de la génération actuelle ; il entre dans cette brillante lignée dont les chefs de file sont Sir Oliver Lodge, le grand théoricien de la télégraphie sans fil, qui s'est fait connaître notamment par ses travaux sur la détection au moment même où Branly découvrait le cohéreur, et Sir Ambrose Fleming, physicien, inventeur de la lampe à trois électrodes. Mais, tandis que ceux-ci connaissent déjà les honneurs que l'on rend à l'âge mûr, A. S. Eddington a pour lui l'avenir qui ne peut que succéder à un passé déjà glorieux.

A. S. Eddington est né à Kendal le 28 décembre 1882 ; pour un savant, quarante-sept ans sont un âge peu avancé ; mais sa vie entière a été consacrée à cette science dont il est devenu un des grands maîtres.

L'ÉTUDIANT ET LE PROFESSEUR

Il fait ses études d'abord à l'Owens College, devenu l'Université de Manchester, puis au Trinity College de cette Université de Cambridge où il professe aujourd'hui l'astronomie.

Il acquiert successivement les grades de M. A. (Master of Arts) à l'Université de Cambridge, M. S. (Master of Science) à Manchester, B. Sc. (Bachelor of Science) à Londres, Hon. D. Sc. (Doctor of Science) à Manchester, Oxford et Bristol, L. L. D. (Doctor of Laws) à Edimbourg.

Et il professe ; il devient membre du Trinity College en 1907 ; de 1906 à 1913 il est Chief Assistant à l'Observatoire Royal de Greenwich ; et en

1913 il est nommé à la chaire d'Astronomie qu'il occupe aujourd'hui à Cambridge, et, en 1914, directeur de l'Observatoire de Cambridge.

De 1921 à 1923 il est président de la Société royale d'Astronomie.

Il est enfin membre de la Royal Society qui correspond à notre Académie des sciences.

L'ŒUVRE

L'activité intellectuelle du professeur Eddington s'est manifestée dans une voie légèrement différente de celle qu'avaient suivie ses deux aînés, dont je rappelai les noms tout à l'heure.

Ceux-ci, en effet, ont pu faire leurs études et annoncer leurs découvertes dans le cadre de la physique classique ; si les théories modernes de Périm, d'Einstein ou de Rutherford avaient été retardées de trente ans, leurs œuvres n'en subsisteraient pas moins dans toute leur force.

A. S. Eddington termine ses études au moment où cette physique classique subit un ébranlement formidable ; elle est menacée dans ses bases mêmes. Voici, en effet, que le Français Perrin arrive à exposer pour la première fois une conception complète de la matière décomposée en molécules et en atomes ; la théorie atomique de la matière renaît après deux mille cinq cents ans de sommeil.

Poussant plus loin, Rutherford et quelques autres s'en prennent à l'atome ; ce sont les découvertes de la radio-activité par Becquerel, et du radium par M. et Mme Curie, qui l'incitent à imaginer l'architecture creuse de cet élément.

En même temps, et à peu près à la même époque, Einstein lance ses premiers essais sur la théorie de la relativité restreinte qui seront plus tard suivis de ses travaux sur la relativité générale.

Voici donc dans quelle atmosphère scientifique se trouve Eddington lorsqu'il atteint sa vingt-cinquième année. Il ne peut pas, avec son tempérament ardent de science, ne pas s'enthousiasmer pour les idées nouvelles.

Et voici en outre une coïncidence qui va singulièrement augmenter sa curiosité de chercheur et son désir d'expliquer et de s'expliquer l'univers.

La nouvelle conception de l'atome « creux » le fait ressembler au système solaire et aux systèmes qu'Eddington observe chaque jour. Il n'aura donc aucune difficulté pour se transporter dans ce monde dont les dimensions des êtres sont infiniment petites par rapport aux organismes auxquels, quelques décades plus tôt, Pasteur a attribué la cause de nos maladies, pensée féconde qui renoua la médecine.

Il n'y a donc rien que de tout naturel à ce qu'il essaie de faire une synthèse générale des idées scientifiques qui surgissent à l'aurore du vingtième siècle.

Et ce sera la véritable caractéristique de son œuvre ; soit qu'il soit conférencier (Romanes Lectures, 1922, Gifford Lectures, 1927), soit qu'il nous donne ses livres, nous retrouvons toujours en lui ce souci de construire quelque chose de cohérent, malgré les difficultés qui se présentent dans les nouveaux chapitres de la science.

Depuis 1914, A. S. Eddington n'a cessé de produire, et le simple énoncé du titre de ses œuvres illustrera ce que je viens de dire.

1914. — Les mouvements stellaires et la structure de l'Univers.

1918. — Rapport sur la théorie de la relativité et la gravitation.

1920. — L'Espace, le temps et la gravitation.

1923. — Théorie mathématique de la relativité.

1926. — Constitution intérieure des étoiles.

1927. — Étoiles et atomes.

1928. — La nature du monde physique.

LA NATURE DU MONDE PHYSIQUE

Le dernier en date des livres du Professeur Eddington, *The nature of the Physical World* (Cambridge-University Press) a eu un succès que

démontrent facilement les trois impressions qui se sont succédé en novembre 1928, janvier et février 1929.

L'auteur n'a eu qu'à reprendre les conférences, dites Gifford Lectures, qu'il fit à l'Université d'Édimbourg de janvier à mars 1927.

Le but qu'il a poursuivi est de dresser un tableau d'ensemble des théories modernes sur la nature du monde physique, de nous donner une vision de ce monde, tel que nous sommes en droit de nous le représenter.

C'est une synthèse de notre monde, en même temps qu'une analyse de ses propriétés, qu'il a discutées. Nous avons donc la chance d'y trouver, mieux que dans tout autre livre, la façon de penser du professeur Eddington. Pour nous en pénétrer, parcourons ensemble, en le discutant à notre tour, cet exposé.

Je m'arrêterai plus particulièrement sur certains points, soit parce qu'ils illustrent mieux l'originalité d'Eddington, soit qu'ils soient plus utiles pour l'intelligence générale du livre, soit qu'enfin ils nous présentent un intérêt particulier.

Pour mettre son auditeur ou son lecteur en humeur de suivre avec facilité le développement de ses idées, Eddington fait appel à l'image frappante dès les débuts.

Au moment où il va se mettre au travail pour rédiger ses conférences, il trouve devant lui deux tables, deux fauteuils, deux porte-plumes, etc. : tout est double.

Examinons les deux tables :

L'une est sa table, comme le charpentier, qui l'a construite, l'a conçue ; faite en bois, aux dimensions commandées ; une table solide, matérielle, substantielle. — Substantielle, oui, c'est-à-dire composée de bois, d'une substance ; mais, dès ce moment, il éprouve quelques difficultés à nous définir une substance ; enfin, il admet que nous nous comprenons, lui et nous.

L'autre est un ensemble à peu près creux, composé de particules très, très petites par rapport aux dimensions de la table, particules toujours en mouvement.

Quand il prend une feuille de papier pour écrire cette étude, et qu'il la pose sur la table, vous pouvez vous imaginer qu'elle reste à portée de sa main, soit parce que cette table est substantielle, dans notre conception ancienne, soit parce que ces milliards de particules la bombardent par en dessous comme ferait un essaim d'abeilles.

En un mot, nous avons deux conceptions différentes de cette table, deux conceptions qui mettent en évidence l'opposition des idées ; quelle

est celle qui rend le mieux compte des phénomènes ? Eddington va nous répondre en discutant pied à pied les raisons qui nous ont amené à repousser la première pour ne plus trouver acceptable que la seconde.

I

L'EFFONDREMENT

DE LA PHYSIQUE CLASSIQUE

La structure de l'atome. — La contraction de Fitzgerald. — Les conséquences de la contraction. — Les cadres d'espace (ou système de références). — Les objections du bon sens.

Dans l'effondrement de la physique classique, Eddington pense que ce sont les idées de Rutherford qui portèrent le coup fatal en 1911, beaucoup plus que celles d'Einstein ou de Minkowski. Rutherford imagina, en effet, que l'atome, au lieu d'être un objet plein de matière, devait être considéré comme presque totalement vide et composé d'un noyau central d'électricité positive, le proton autour duquel circulent les particules d'électricité négative ou électrons.

Ceci n'est vrai qu'en partie, car la conception de Rutherford ne peut être considérée, si l'on étudie d'un peu près l'histoire des idées scientifiques, que comme une modification des théories qui précédaient immédiatement et, en particulier, de celles de Perrin. C'est à ce savant français qu'on doit le premier exposé consistant d'une théorie atomique, bien que celle-ci vienne justement se placer à son rang dans l'évolution scientifique du siècle dernier. Il n'y a pas de rupture brusque, comme tendrait à le faire croire le début du livre d'Eddington, et si les idées physiques actuelles sont totalement différentes des idées officielles d'il y a trente ans à peine, si elles ont conduit à une conception nouvelle du monde physique, elles en dérivent directement, elles en sont l'aboutissement logique.

Ceci dit, nous pouvons reconnaître sans arrière-pensée que l'image que l'on se fait de l'atome est celle d'un système solaire, dont le proton est le soleil, et les électrons, les planètes. La masse du proton est 1.840 fois celle d'un électron ; et le diamètre d'un électron le 50.000^e de celui de l'atome.

Réserveons notre jugement sur l'atome d'hydrogène, car le malheureux vient d'être mis à mal par un chimiste allemand, mais Eddington, au moment où son livre était réimprimé pour la troisième fois (février 1929), ne le savait pas encore et pour cause.

Cette conception du « système solaire » atomique permet d'expliquer la facilité avec laquelle l'éther traverse notre monde ; et la discussion sur le vent d'éther n'a plus la vivacité d'il y a un quart de siècle.

« Supposons, dit Eddington, que vous considériez une baguette qui se meut à une très forte vitesse. Placez-la d'abord transversalement par rapport à sa trajectoire. Puis tournez-la à angle droit, de sorte qu'elle soit placée suivant sa trajectoire. La baguette se contracte. »

Ceci a été démontré par les expériences de Michelson-Morley en 1887, de Morley et Miller en 1905, et par d'autres encore.

Si l'on a présente à l'esprit la conception de la *table scientifique* d'Eddington, tout s'explique facilement. Cette *baguette scientifique* est composée de particules électriques en mouvement, rapides et séparées les unes des autres ; des forces électriques s'exercent entre elles ; c'est l'équilibre qui s'établit « entre les forces qui les poussent les unes vers les autres, et les divers mouvements qui tendent à les séparer les unes des autres » qui lui donnent la forme propre. Si maintenant nous déplaçons tout à la fois ces particules, cette baguette, nous créons un courant électrique, puisque un courant électrique est le déplacement de particules électriques, donc un champ magnétique ; de nouvelles forces vont naître, et l'effet du courant n'est pas le même évidemment suivant qu'il a la direction de la baguette ou une direction perpendiculaire.

Lorentz et Larmor, en 1900, ont traité la question par le calcul, et sont arrivés à trouver que la contraction devait être celle que donnait l'expérience de Michelson.

Le résultat est extrêmement important, parce que toute la physique classique, ayant été basée sur des mesures faites avec certains instruments, voit sa base ébranlée.

Eddington examine le cas de cette nébuleuse qui se déplace dans le ciel à la vitesse de 1.600 kilomètres environ par seconde. Il la suppose peuplée d'êtres intelligents. La contraction que subit une règle graduée avec laquelle ces habitants stellaires effectuent leurs mesures échappe à leurs observations directes journalières ; mais nous, qui savons la valeur de cette contraction : maxima lorsque la règle est placée dans le sens de mouvement de la nébuleuse, nulle lorsqu'elle est disposée en travers, nous serions en droit de dire que toutes les lois de leur physique doivent être revues pour tenir compte du phénomène.

Mais, ces mêmes êtres, nous considérant nous déplacer par rapport à eux avec une vitesse de 1.600 kilomètres à la seconde, sont en droit de nous demander de revoir notre physique.

Qui, d'eux ou de nous, reste dans son droit ?

La question ne peut être tranchée, car aucun moyen de savoir qui a raison n'est à notre disposition.

Nous ne pouvons, sur la terre, détecter ces changements de dimensions ; si mon bras mesure 75 centimètres lorsque je l'étends dans une direction, il mesure encore 75 centimètres lorsque je l'étends dans une autre, car l'échelle de mesure que j'emploie a subi une variation correspondante.

Les expériences que nous pouvons faire sont des expériences négatives. Et c'est bien parce que les expériences de Michelson-Morley sont des expériences négatives, qu'elles ont conduit à imaginer cette contraction. Si cette contraction n'existait pas, ces expériences auraient mis en évidence certains faits optiques ou électriques, qui n'ont point apparu.

Y avait-il une autre explication possible ? Oui, mais il aurait fallu supposer la terre au repos absolu dans l'espace, et que l'expérience recommencée six mois plus tard, lorsque la terre a déjà parcouru la moitié de sa trajectoire autour du soleil et possède, par rapport à sa position dans la première expérience, sûrement une valeur double de sa vitesse autour du soleil, donnât le même résultat.

* *

Supposons que les habitants de la nébuleuse et nous-mêmes, nous mettions à dresser ce qu'on pourrait appeler (assez improprement d'ailleurs) le plan du monde. Ce qui nous apparaît comme un carré, deviendra pour eux, qui se déplacent à 1.600 kilomètres à la seconde, un parallélogramme, d'après notre théorie, et inversement ce qui leur apparaît comme un carré devient pour nous un parallélogramme.

Choisissons un astre, qui n'est ni la terre, ni la nébuleuse, et rapportons tout à cet astre ; la figure du monde va changer : elle ne sera ni celle que les « nébuleux » ont construite, ni celle que nous avons construite.

Ainsi, on peut concevoir non seulement ces trois systèmes d'espace, mais une infinité d'autres.

* *

Pour beaucoup de personnes, il apparaît que nos habitudes de situer les différents objets qui nous sont familiers sont conformes au bon sens, et que si un observateur extra-terrestre trouve d'autres positions, il heurtera notre bon sens, et c'est tout.

Mais qu'est-ce que le bon sens ? Notre habitude de situer les objets qui nous sont familiers n'est-elle pas basée sur l'expérience de nos sens, c'est-à-dire sur des expériences qui sont faites avec des mesures « à l'œil » ; c'est-à-dire avec un instrument, bien commode, toujours prêt à fonctionner pourvu que l'on ait de la lumière, mais peu précis.

C'est la précision plus grande des méthodes d'observation modernes qui a permis de s'apercevoir de certaines caractéristiques de l'espace.

II

LA RELATIVITÉ

Le principe d'Einstein. — Quantités relatives et quantités absolues. — Plan de structure de la nature. — La vitesse à travers l'éther. — La contraction de Fitzgerald est-elle réelle ?

Nous sommes donc en possession d'une infinité de systèmes d'espace : Quel est le bon ?

Et Einstein répond :

« Vous cherchez un système d'espace que vous qualifiez de bon ? Voulez-vous me dire en quoi consiste cette qualité d'être le bon ? »

Alors nous devons avouer que nous ne sommes pas en mesure de les distinguer les uns des autres sous ce rapport.

« Et ainsi, la position prise par la théorie d'Einstein est que la question de l'unique bon système d'espace ne se pose pas. Il y a un système d'espace relatif à l'observation terrestre, un autre relatif aux observateurs placés dans les nébuleuses, d'autres relatifs aux autres observateurs. Les systèmes d'espace sont relatifs. Les distances, longueurs, volumes, — toutes les quantités qui entrent dans les calculs d'espace — sont de même relatives... » (*op. cit.*).

Les distances étant relatives, toutes les autres quantités, nommées en physique, sont relatives. Exemple : Supposons sur notre planète un corps au repos chargé électriquement ; pour nous, il nous donne un champ électrique, mais pas de champ magnétique ; pour l'observateur situé sur la nébuleuse, c'est un corps électrisé qui se déplace à 1.600 kilomètres par seconde et qui, par conséquent, crée un champ magnétique.

Dans la physique classique, pour expliquer ce phénomène, on fait appel à l'illusion.

Mais Einstein nous dit : « Dans la théorie de la relativité, les deux résultats, qui semblent paradoxaux, sont admissibles ; il y a un champ magnétique relatif à la nébuleuse, il y en a un autre relatif à la terre, celui-ci est nul. »

Y a-t-il réellement un champ magnétique ou non ? Le champ magnétique est spécifié pour une planète ou pour une autre ; il n'y a pas de spécification absolue.

* *

Est-ce à dire qu'il n'y a eu en physique que des quantités relatives ? Non, bien sûr ; et les quantités, qui ne sont pas relatives, sont des quantités absolues ; Einstein les appelle des *invariants* ;

toute la difficulté consiste à les découvrir.

Le nombre (par exemple, des personnes contenues dans une salle) est une quantité absolue.

Si, en particulier, on mesure la distance entre deux points A et B avec une échelle animée du même mouvement que les points A et B, on obtient ce qu'Eddington appelle une distance propre ; c'est une quantité absolue, mais que nous n'avons pu obtenir qu'en sortant des règles de la physique classique.

Comme exemples de quantités relatives, l'auteur en cite deux.

Le premier est celui-ci : il y a une direction dans laquelle se trouve Cambridge par rapport à Londres, il y en a une autre dans laquelle il se trouve par rapport à Edimbourg etc. On ne peut imaginer de direction absolue.

L'autre est celui de la livre sterling, que la génération d'avant-guerre considérait volontiers comme un invariant, mais que nous avons par une dure expérience appris à considérer comme une valeur relative !

* *

Lorsque nous cherchons à savoir quel est le bon, parmi les systèmes d'espace, ce que nous avons en vue, somme toute, c'est de trouver le système que la nature elle-même a choisi pour baser sur lui ses lois et ses phénomènes.

Mais, la nature a-t-elle songé à prendre un tel système de références ?

Si nous voulons pénétrer le secret de la nature, ne vaut-il pas mieux chercher à nous alléger de cette condition.

La loi de l'inverse du carré de la distance qui, dans la physique classique, pour un espace à trois dimensions, s'applique si bien au champ électrique ou au champ de la pesanteur, se réfère à notre système d'espace, mais, dans le cas d'un autre système, quelle sera la loi ? La relativité aura à solutionner cette question.

* *

Si, dans la discussion entre les habitants de la nébuleuse et nous, nous pouvions montrer que l'un de nous est au repos, nous aurions des raisons de choisir un des systèmes d'espace ; nous nous contenterions de considérer comme un mouvement absolu notre mouvement par rapport à l'éther. Ni l'expérience, ni le calcul n'ont encore permis de déceler ce mouvement. Les mots « vitesse par rapport à l'éther » n'ont pas de sens. Et l'éther a ses caractéristiques particulières que nous devons rechercher, et qui sont bien distinctes de celles que nous attribuons à la matière.

* *

« Est-il réellement exact qu'une baquette en mouvement se raccourcisse dans la direction de son mouvement ? »

Sans reprendre tout le raisonnement de l'auteur, donnons ses conclusions ; la baguette se raccourcit dans le système de référence, mais non pas en réalité.

C'est Minkowski qui a cherché à tenir compte de ces contractions, pour établir comment les choses sont dans la réalité.

III

LE TEMPS

Le temps de l'Astronome Royal. — Localisation des événements. — Passé absolu et futur absolu. — La distinction absolue de l'espace et du temps. — Le monde à quatre dimensions. — La vitesse de la lumière. — Applications pratiques.

La grande dispute qui s'éleva il y a quelques années entre partisans d'Einstein et adversaires se manifesta le plus clairement sur la définition du temps.

Ce n'est pas sans quelque malice que le professeur Eddington a imaginé une rencontre entre l'Astronome Royal de Greenwich et le professeur Bergson. Encore une fois M. Eddington reconnaîtra volontiers que, dans ces questions importantes de la métaphysique, telle qu'elle apparaît au début du xx^e siècle, il y a encore quelques noms de savants de nationalité française à citer. L'Astronome Royal de Greenwich et le professeur Bergson discutent tous deux sur la notion de temps ; pour celui-ci, elle est d'ordre psychologique, pour celui-là, elle sera d'ordre physique ; on n'arrive pas à se mettre d'accord, lorsque le professeur Bergson tire sa montre et se sauve rapidement, pour prendre un train qui part à l'heure-temps calculé par l'Astronome Royal. (Ici, il y a un jeu de mots impossible à traduire : le mot anglais *Time* étant utilisé par Eddington dans les deux sens, représentés par nos mots *Temps* et *Heure*.) Il est donc naturel qu'à notre tour nous nous demandions ce que nous nous représentons par le mot temps, et quelle est la vraie nature du temps.

Nous promettant de montrer ce qu'il en est dans la théorie d'Einstein lorsqu'on explorera le monde à quatre dimensions, il essaie de nous donner quelques points de repère ; il nous demande d'admettre, ce qui nous semble *a priori* évident, mais qu'il nous montre en paradoxe avec certaine expérience, que deux personnes qui se rencontrent deux fois ont vécu le même temps entre les deux rencontres.

Si nous supposons que l'un de ces deux amis quitte la terre et voyage à une vitesse voisine de celle de la lumière pour y revenir avec cette même vitesse, au moment où il croira d'après les indications de la montre qu'il a emportée avec lui, avoir passé 365 jours de vingt-quatre heures, il sera accueilli sur notre planète par quelqu'un qu'il aura peine à reconnaître, par quelqu'un qui aura vieilli de 70 années terrestres.

Que s'est-il passé ? Tout simplement l'inertie de la matière a augmenté avec la vitesse ; tout s'est ralenti pour notre voyageur, même ses fonctions physiologiques, même la circulation du sang.

On ne trouve pas communément des humains à voyager à cette vitesse, c'est vrai, mais nous savons que les atomes et les électrons se déplacent à de terribles vitesses et, par conséquent, nous devons nous tenir prêts à examiner les faits en en tenant compte.

Aussi, Eddington peut-il dire :

« ...le temps physique est, comme l'espace, une sorte de cadre dans lequel nous localisons les événements du monde extérieur. Nous allons maintenant considérer comment, dans la pratique, des événements extérieurs sont localisés dans un cadre d'espace et de temps. Nous avons vu qu'il y a un choix infini de cadres ou systèmes d'espace ; aussi, pour être tout à fait explicite, je vais vous dire comment je situe les événements dans mon cadre. » (Eddington, *op. cit.*)

L'auteur nous donne alors un des plus brillants passages de son livre ; mais au lieu de le suivre pas à pas, je rappellerai d'abord sa citation des travaux de l'astronome Rømer (année 1667). C'est lui en effet qui le premier vint jeter un certain trouble dans les idées de ses contemporains : plus heureux que Galilée, il réussit à montrer que la lumière avait une vitesse finie ; dans ces conditions, un événement sur Jupiter que je perçois au point où je suis, ne se passe pas maintenant ; il s'est passé ; ce qui se passe maintenant, c'est ma perception rétinienne. Ainsi je conçois, dans le temps et l'espace, un *Ici-maintenant*, et par rapport à cet *ici-maintenant*, je puis situer des événements ; l'événement sur Jupiter est dans le passé par rapport à mon — je dis mon — *ici-maintenant*.

Supposons maintenant — les voyages imaginaires sont les seuls qui n'aient pas augmenté de prix depuis toujours — qu'un autre voyageur, amateur solidement à un corps céleste comme je le suis à la terre, suive une trajectoire qui remonte à la mienne ; au moment de notre coïncidence, nous aurons bien le même *Ici-Maintenant*, la même vue simultanée des événements ; mais les événements passés, les événements de futurs ne se présentent pas pour lui comme ils se présentent pour moi ; et chacun d'entre nous tient à ce qu'il a noté.

Ce qui rend l'affaire plus délicate, c'est que nous trouvons tous deux la même mesure de la vitesse de la lumière 299.796 kilomètres à la seconde ; mais, dans chacun de nos esprits, cette vitesse est mesurée par rapport à notre propre cadre dans lequel nous vivons, par rapport à notre système de référence : pour lui le corps céleste, pour

moi la terre ; et que, d'autre part, nous n'avons pas les mêmes effets Doppler, les mêmes contractions de Fitzgerald, etc., puisque nos vitesses ne sont pas les mêmes ; par conséquent, partant tous d'un même phénomène *VU-Maintenant*, nous n'allons pas, après correction du genre de celle de Rømer, le situer de même ; les *MAINTENANT* sont différents.

En somme, les points sur lesquels le voyageur et moi-même tombons d'accord, sont les phénomènes *VU-Maintenant*.

Eddington a recours à une représentation graphique ; il représente l'*ICI-Maintenant* par un point ; il trace une ligne passant par ce point pour y noter un événement qu'il note ; puis il décalera cette ligne de la quantité voulue, pour reporter cet événement à la date exacte.

L'explorateur céleste fera de même.

Et nous obtiendrons deux figures différentes représentant les mêmes événements.

Toutefois, poursuivant sa représentation graphique, il pourra tracer un double cône, dont le sommet est à notre commun *ICI-Maintenant*, et distinguer un *ABSOLU PASSÉ*, un *ABSOLU FUTUR*, et un *ABSOLU AILLEURS*, arrivant ainsi à une distinction absolue entre le temps et l'espace, et à la conception du monde à quatre dimensions de Minkowski.

Eddington fait remarquer que, lorsque nous parlons de la vitesse de la lumière, nous parlons d'une vitesse absolue ; nous disons que la vitesse de la lumière est de 299.796 kilomètres par seconde, sans spécifier par rapport à quoi, par rapport à quel repère nous la mesurons, tandis que lorsque nous parlons d'une autre vitesse, nous spécifions toujours par rapport à quel repère, par exemple la vitesse de la terre autour du soleil.

C'est que dans le cas de la lumière, quels que soient les repères que nous choisissons, nous trouvons toujours le même nombre.

Supposons qu'un observateur se déplace à la vitesse de 250.000 kilomètres à l'heure, c'est-à-dire à une vitesse de 49.796 kilomètres inférieure à celle de la lumière ; il ne peut donc rattraper un signal lumineux parti en même temps que lui d'un même point et se déplaçant dans la même direction.

S'il mesure la vitesse avec laquelle ce signal s'éloigne de lui, il trouvera encore 299.796 kilomètres par seconde. La raison en est que ses kilomètres ne sont plus des kilomètres mais à peu près des demi-kilomètres, son horloge ne bat plus la seconde, mais la double seconde, etc.

Supposons qu'il puisse augmenter sa vitesse, il ne pourra jamais quand même rattraper le signal lumineux ; ses kilomètres diminueront, son horloge sera plus lente, son inertie augmentera encore.

« La vitesse de 299.796 kilomètres par seconde, qui a une situation unique dans tout système de mesure, est considérée d'une façon générale comme la vitesse de la lumière. Mais c'est plus que cela ; c'est la vitesse à laquelle la masse de la matière devient infinie, les longueurs se contractent à zéro, les horloges s'arrêtent. Par conséquent, elle apparaît dans toutes sortes de problèmes, que la lumière entre en question ou non. » (Eddington, *Op. cit.*)

Eddington refute ensuite une erreur qui est fréquemment commise, et que l'on attribue bien à tort à Einstein et à la théorie de la relativité : cette erreur consiste à dire qu'aucune vitesse ne peut dépasser 299.796 kilomètres par seconde.

Il donne un exemple du contraire. Il suppose que nous déposions sur la terre un projecteur capable d'envoyer un faisceau de lumière aussi loin que Neptune ; et l'extrémité de ce faisceau

lumineux parcourra dans le ciel un cercle à une vitesse bien supérieure à 299.796 kilomètres à la seconde.

Et il énonce correctement la loi de limitation des vitesses ainsi :

« Ni la *matière*, ni l'*énergie*, ni quoi que ce soit capable d'être utilisé comme un *signal*, ne peut voyager à une vitesse supérieure de 299.796 kilomètres à la seconde, pourvu que la vitesse soit rapportée à l'un des cadres d'espace et de temps, considérés dans ce chapitre. » (Eddington, *op. cit.*)

C'est cette limitation de la vitesse ainsi conçue qui fait qu'il n'est possible que d'envoyer les signaux que vers l'avenir, et qui nous évite même quelques hypothèses absurdes.

* *

Eddington donne deux exemples de la valeur pratique de ces théories.

Il examine ce qu'il faut penser de la théorie qui voudrait que les étoiles dans leurs mouvements fussent retardées par la pression de leurs radiations ; mais l'expérience montre que les plus anciennes étoiles, qui devraient être les plus retardées, n'ont pas des

vitesses moindres en moyenne que les jeunes étoiles.

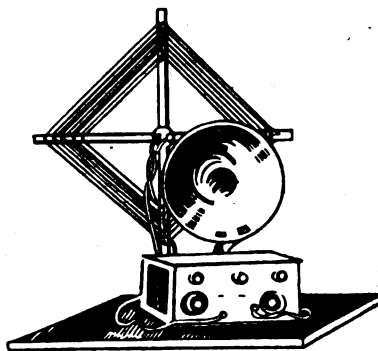
La théorie de la relativité nous permet de nous mettre d'accord avec l'expérience, puisque la vitesse des étoiles n'est pas une vitesse absolue, mais varie suivant le cadre de référence.

Un autre exemple est celui des particules β . Ces particules sont des électrons, mais l'expérience révèle que leur masse est beaucoup plus grande que celle des électrons ordinaires. Cela s'explique pour nous par la vitesse à laquelle ces électrons se déplacent par rapport à nous.

Supposons-les capables d'intelligence, et ils nous verront passer autour d'eux avec une vitesse égale et de sens contraire à celle que nous leur attribuons ; pour elles, elles n'auront que leur masse ordinaire d'électrons, rapportée à leur cadre habituel, celui pour lequel elles se trouvent au repos.

Dans le monde à quatre dimensions, nous savons passer d'un système de référence à l'autre, et nous pouvons ainsi trouver rationnels des phénomènes qui, autrement, nous paraîtraient absurdes.

(A suivre.)



AU SIXIÈME SALON DE LA T. S. F.



Le sixième Salon de la T. S. F., organisé par le Syndicat professionnel des Industries radioélectriques, a ouvert ses portes le 23 octobre dernier au Grand Palais.

Nous comptons pouvoir donner à nos lecteurs un compte rendu détaillé de cette exposition, mais les nécessités de la parution ne nous en ayant pas laissé le temps, nous devons nous contenter de ne donner, dans ce numéro, qu'un aperçu assez rapide sur les appareils exposés par les constructeurs.

En règle générale, un grand effort a encore été fait dans le sens de la présentation, les appareils actuels étant montés dans des carrosseries ressemblant de plus en plus à des pièces d'ameublement, ce qui leur permet de s'harmoniser avec le reste d'un mobilier.

Les accessoires eux-mêmes suivent la même loi et il nous a été donné de voir un cadre caché dans... un tambour provençal.

Au point de vue technique l'effort des constructeurs a surtout porté, d'une part, sur la simplification des réglages, d'autre part sur l'alimentation totale en courant alternatif.

C'est ainsi que certaines firmes présentent des récepteurs à monoréglages dont le rendement est satisfaisant, tandis que d'autres, désirant conserver dans son intégralité, le rendement d'un récepteur donné, se sont contentées, par des dispositifs spéciaux, de forcer l'amateur à effectuer facilement, pour ainsi dire, d'une façon automatique, les réglages convenables.

L'alimentation totale en courant alternatif est basée sur deux principes différents. Dans l'un, les différentes tensions nécessaires sont redressées et filtrées grâce, d'une part, aux redresseurs cuivre-oxyde de cuivre, d'autre part aux condensateurs électrolytiques de très grande capacité. Les appareils alimentés par ce système peuvent être exactement les mêmes que des appareils ordinaires, le redresseur constituant pour ainsi dire une véritable batterie d'accumulateurs.

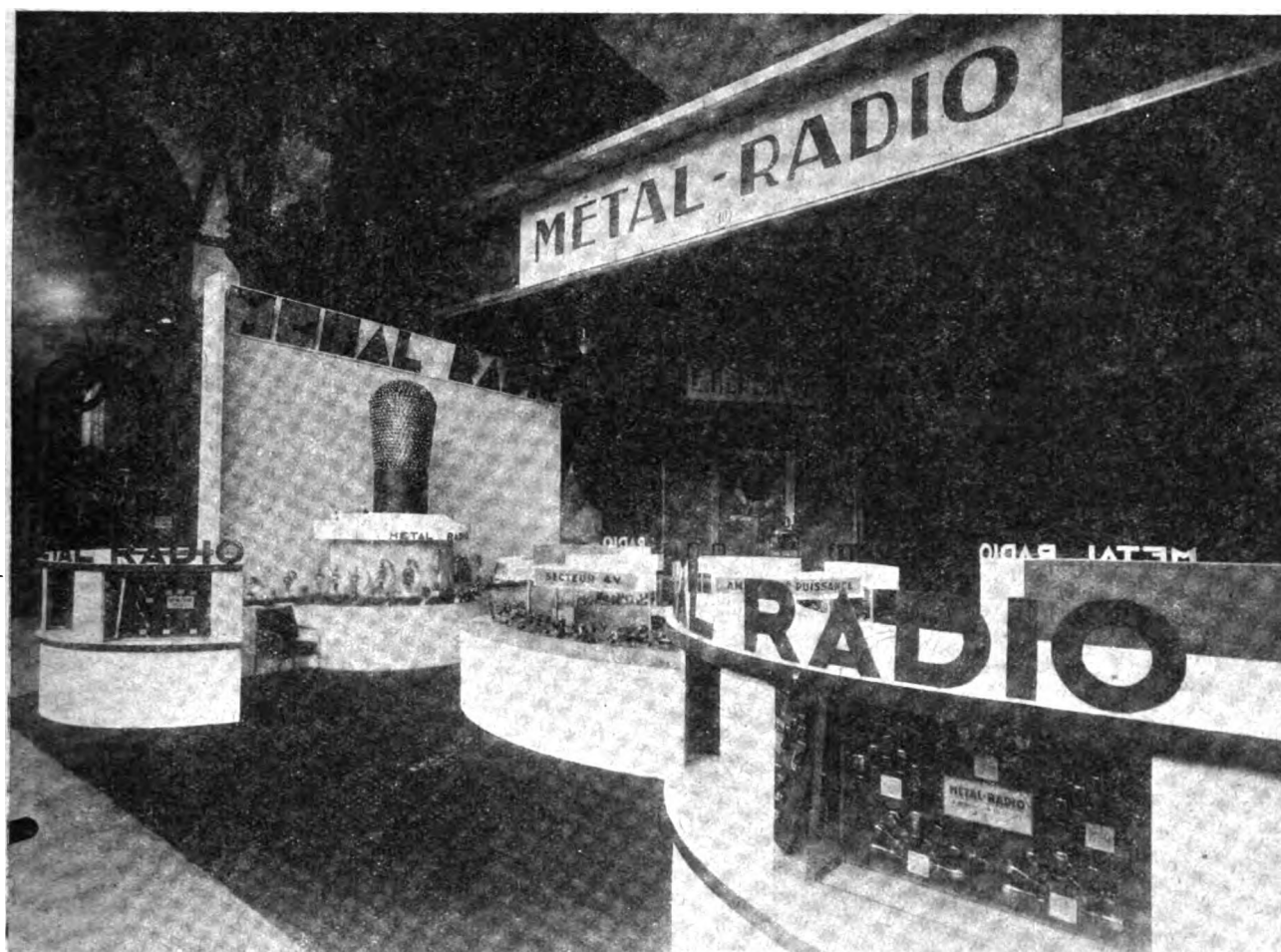
Dans l'autre cas, l'alimentation plaque est fournie comme précédemment, par du courant redressé et filtré, une partie de la tension plaque fournissant la tension de polarisation.

Le courant de chauffage est de l'alternatif brut appliqué sur des lampes spéciales à chauffage indirect.

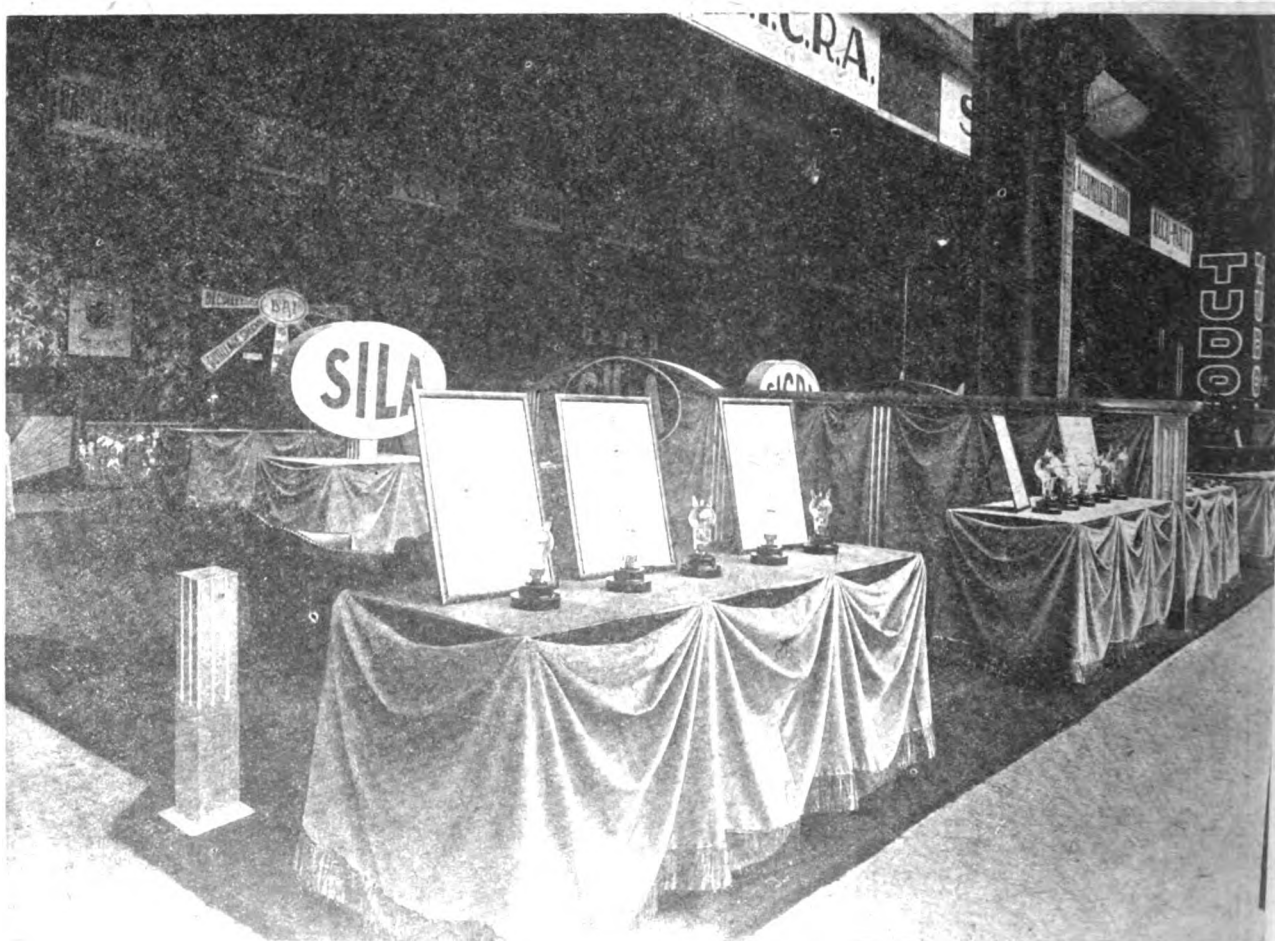
Les deux procédés ont leurs adversaires et leurs partisans et il faut attendre encore un peu pour voir quel est celui qui l'emportera sur l'autre.

En ce qui concerne les pièces détachées, une visite minutieuse de chaque stand est nécessaire et nous n'en parlerons que dans notre prochain numéro où nos lecteurs trouveront un compte rendu détaillé de ce Salon ainsi d'ailleurs que du Salon International de Magic-City.

AU 6^e SALON DE LA T.S.F.



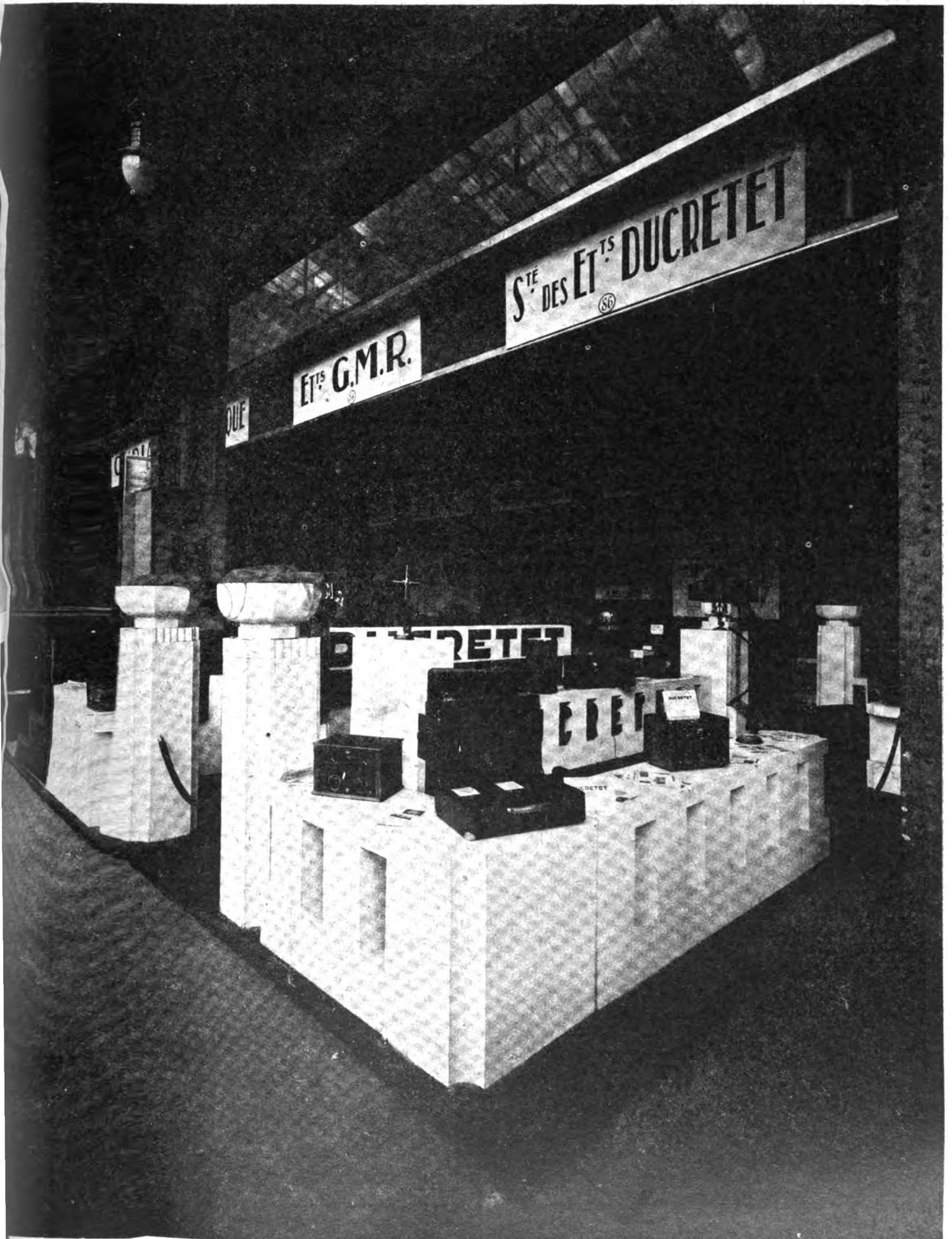
AU 6^e SALON DE LA T.S.F.

AU 6^e SALON DE LA T.S.F.



AU 6^e SALON DE LA T.S.F.

AU 6^e SALON DE LA T.S.F.



AU 6^e SALON DE LA T.S.F.

LA TECHNIQUE RADIOELECTRIQUE

APPAREILS, MÉTHODES ET FORMULES de MESURES

(Suite)

par Jean VIVIÉ, Ingénieur Civil des Mines.

■ ■ ■ ■ ■

PHÉNOMÈNES PARTICULIERS DE L'ÉMISSION ÉLECTRONIQUE

LE premier phénomène qui a pu être observé par nombre d'amateurs est le « Schrottefekt » de *Schottky* : ce sont les crépitements qui se font entendre dans un téléphone branché dans le circuit plaque d'une lampe dont le filament est allumé : ils correspondent à de brusques variations du courant plaque dues au caractère discontinu de l'émission électronique. L'exposé de la question serait excessivement intéressant, mais sortirait du cadre de ces articles : signalons seulement que *Schottky* en étudiant les « fluctuations de courant » sur

un circuit oscillant a pu établir par le calcul un schéma de mesure qui lui a permis de calculer la charge de l'électron e : les résultats ne diffèrent que de 1/300 de ceux trouvés par *Millikan* dans ses fameuses expériences sur les gouttes d'huile.

Un autre phénomène, plus important du point de vue étude des lampes thermoioniques, est celui des « radiations secondaires » découvert par *Appleton* et *Gill* ; on peut le mettre en évidence par l'expérience suivante de *Lange* qui consiste à tracer la caractéristique d'une lampe avec un filament peu chauffé : cette circonstance réduit la charge d'espace et permet d'avoir la saturation avec de faibles tensions anodiques : la grille

est polarisée à 7 volts. Sur la caractéristique obtenue (fig. 32), on remarque d'abord une partie ascendante, correspondant au fonctionnement normal, les électrons issus du filament venant frapper la plaque avec la vitesse v déterminée par la relation :

$$\frac{1}{2} mv^2 = eU$$

Mais entre 5 et 9 volts, on observe une baisse de courant plaque : en effet, pour ces faibles potentiels U , la vitesse d'impact est faible et les électrons sont renvoyés de la plaque vers la grille. Au delà de 10 v. une autre baisse de I_p se manifeste : ici, on supposera que la plaque émet des électrons secondaires qui, par

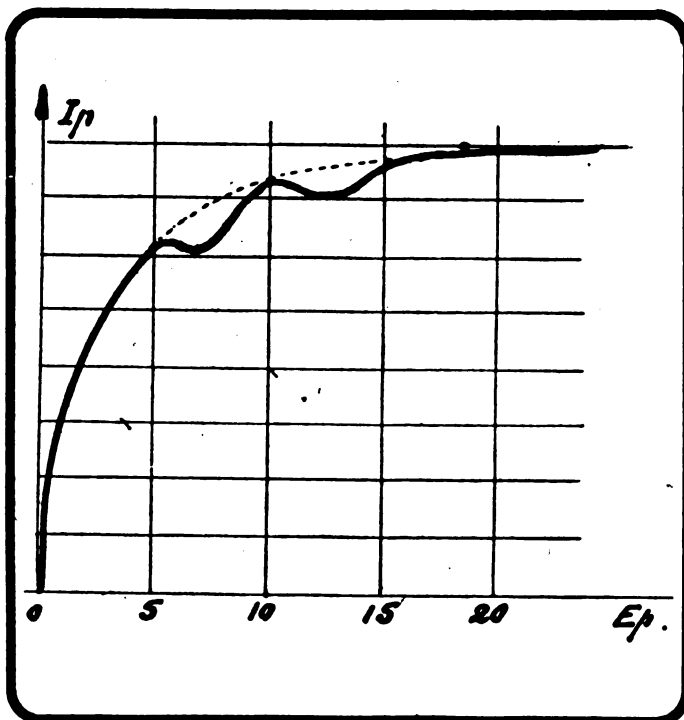


Fig. 32.

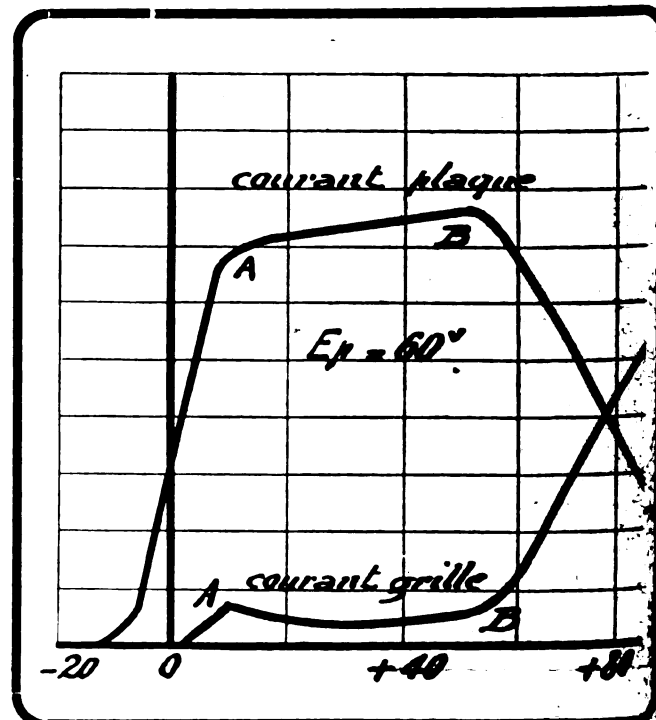


Fig. 33.

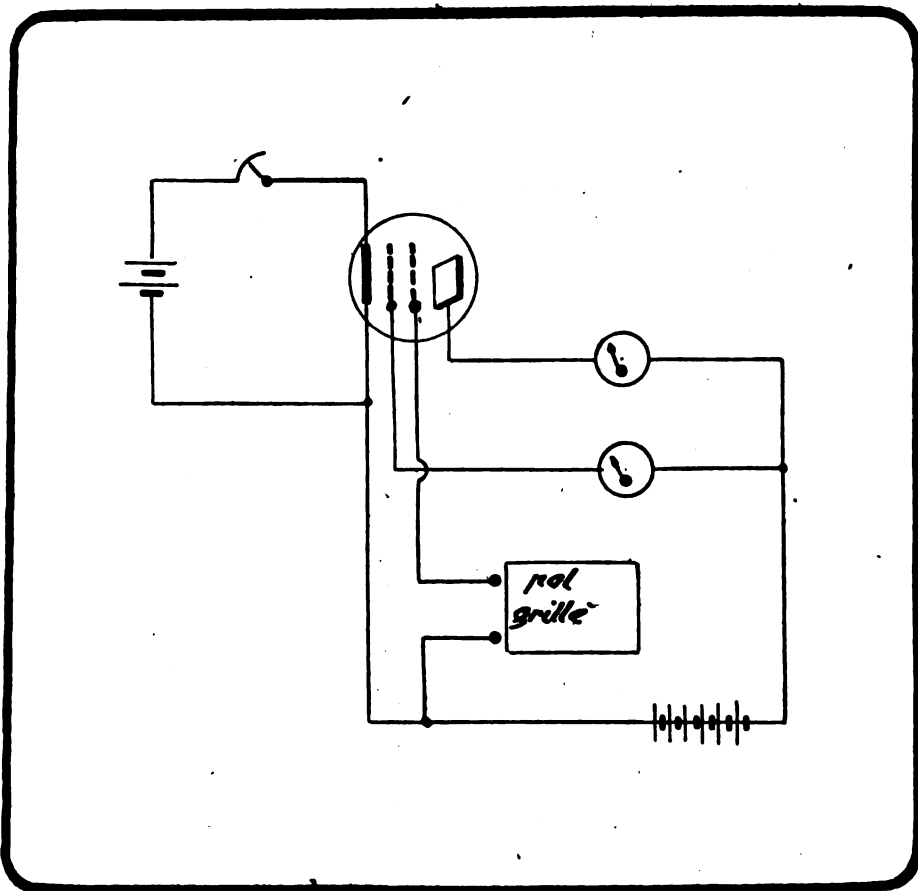


Fig. 34

Lampes bigrille. — L'obtention de caractéristiques déterminées avec la lampe triode peut être faite par modification des dimensions des électrodes.

Les éléments K_p et s liés par la relation déjà citée $K = \epsilon s$ dépendent des diamètres de la grille et de la plaque, ainsi que de la densité de la grille.

Les résultats simples suivants peuvent être facilement établis par quelques essais :

La résistance interne ρ diminue si le diamètre de la plaque diminue, et si, d'autre part, le pas de la grille augmente (c'est-à-dire si la densité de celle-ci diminue)... enfin si on augmente la surface émissive du filament et si on diminue le vide de la lampe.

Le coefficient d'amplification K augmente proportionnellement à la résistance interne si la pente s reste constante. Or, on constate que cette dernière peut varier notablement : en particulier, elle augmente si le diamètre de la grille diminue, et sa valeur dépend très étroitement de la nature et de la forme du filament.

L'interdépendance des éléments K_p et le peu de latitude laissé aux expérimentateurs par la modification des

suite de leur vitesse initiale, atteindront la grille située à un potentiel inférieur; mais la vitesse de cette radiation secondaire ne permet de surmonter qu'une différence de potentiel de 8 v. par suite au delà de $E_p = 15$ volts, la courbe $I_p = f(E_p)$ reprendra son allure normale.

Ces émissions d'électrons secondaires ont leur répercussion sur les caractéristiques des lampes, et l'on a pu obtenir des courbes analogues à celles que montre la figure 33 : on observera qu'au delà des points AA le courant plaque continue à augmenter tandis que le courant grille diminue, ce qu'on peut expliquer par une émission secondaire d'électrons par la grille. C'est l'inverse qui se produit après les points BB, car, à ce moment, on remarquera que le potentiel de grille est très peu inférieur au potentiel de plaque, et qu'il lui devient ensuite supérieur; on peut alors supposer une émission secondaire émanée de la plaque et, les électrons se rendant à la grille, le courant grille augmente. Les phénomènes d'émission secondaire font l'objet d'études approfondies de la part des techniciens les plus connus, et l'on ne peut pas affirmer qu'on soit arrivé à se mettre d'accord sur ce point.

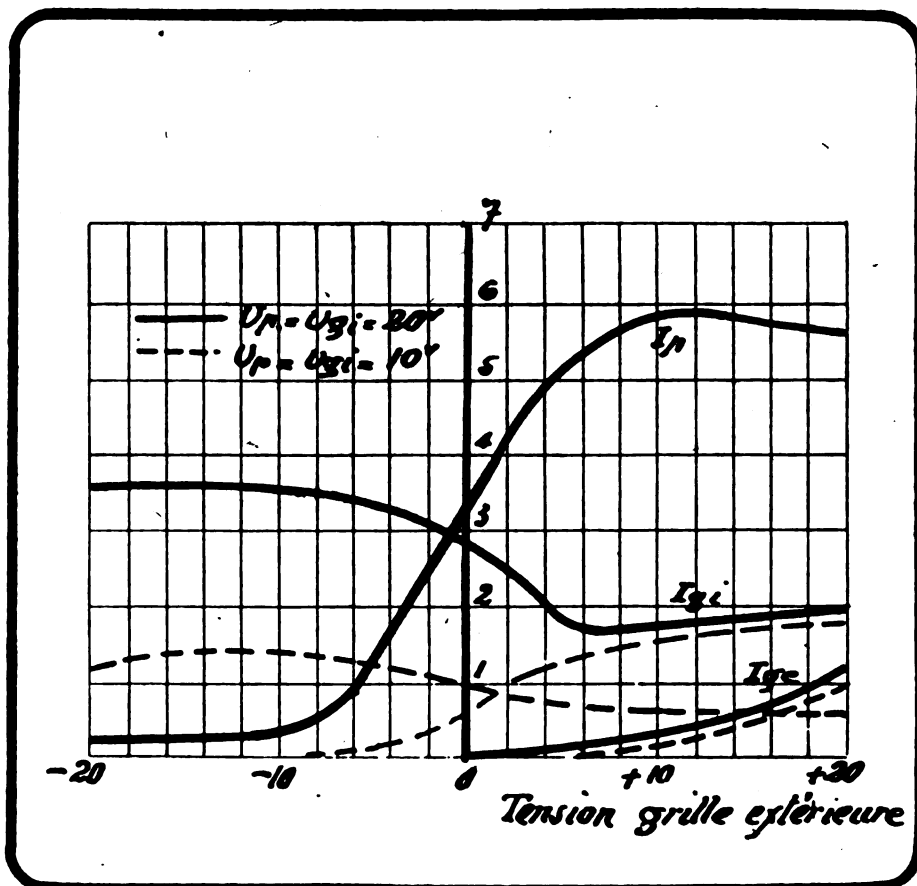


Fig. 35

dimensions et formes d'électrodes explique que l'on ait recherché à modifier les caractéristiques par l'adjonction d'une quatrième électrode : les lampes bigrilles datent de 1913, même la lampe dite à grille-écran dont l'emploi tend aujourd'hui à se généraliser.

La lampe bigrille, type courant, à grilles concentriques, a été créée en vue de la réduction de la charge d'espace ; cette charge d'espace due aux flux d'électrons tournant autour du filament est un obstacle pour les électrons se dirigeant du filament vers la plaque, obstacle que l'on combat par une augmentation de la tension anodique correspondant à 80 % de sa valeur totale. La grille intérieure portée à une faible tension positive neutralise le champ négatif des électrons de la charge spatiale (fig. 34) ; naturellement cette électrode auxiliaire modifie les coefficients K et ρ et ceci en fonction du potentiel grille appliqué ; les caractéristiques montrent un point de croisement des courbes

$$I_{gi} = f(U_{ge})$$

$$I_p = f(U_{ge})$$

qui se déplace en fonction du chauffage et de la tension plaque (fig. 35).

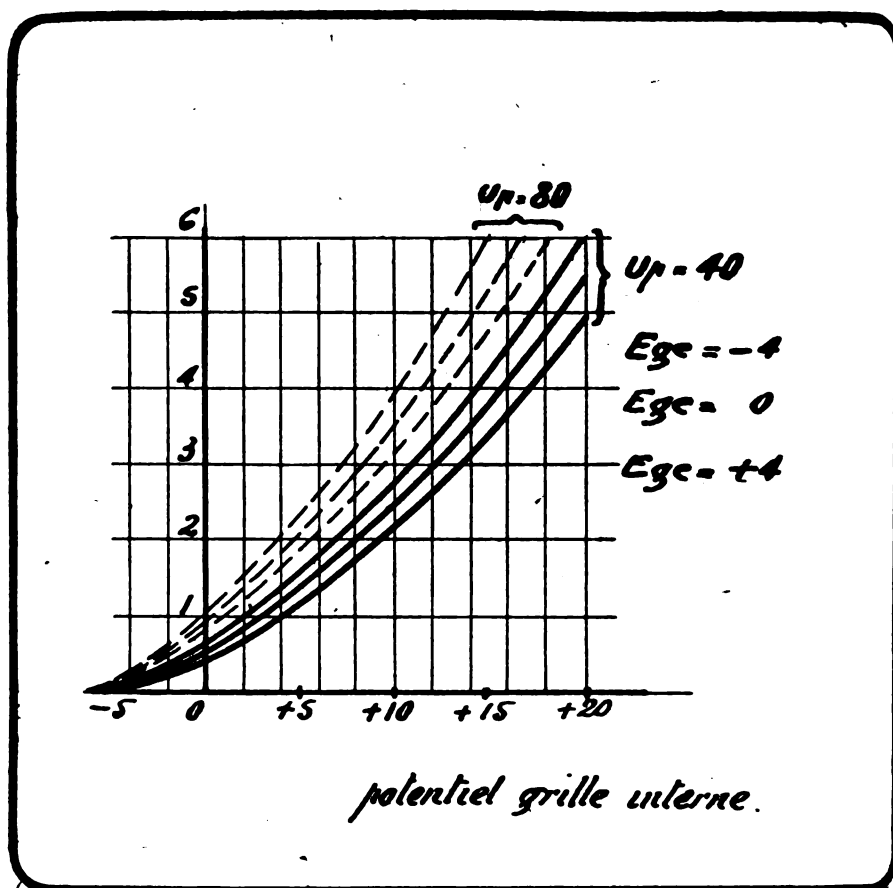


Fig. 37

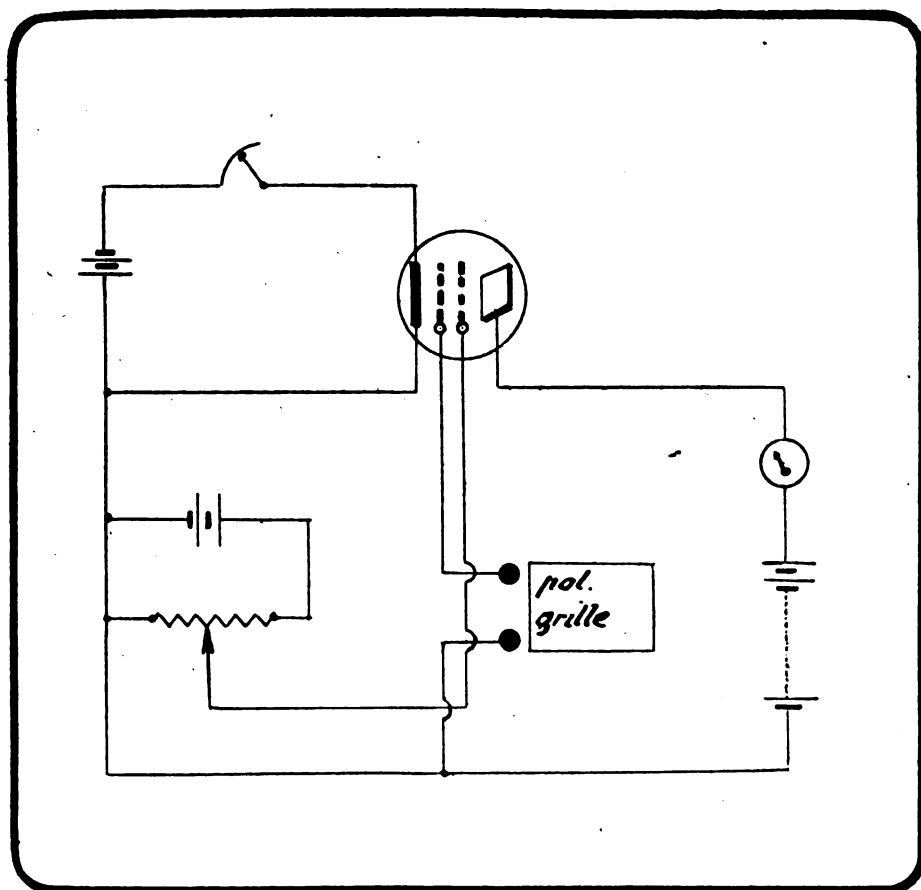


Fig. 36

Il est intéressant de signaler que les pentes s réalisées dans les bigrilles peuvent être assez considérables.

Il est un autre mode d'emploi de la lampe bigrille, notamment utilisé pour les changeurs de fréquence ; ce montage peut être étudié en réalisant le schéma de la figure 36. Il faut constater d'après les caractéristiques relevées (fig. 37) que la valeur du courant plaque augmente avec la tension anodique appliquée, et pour une même valeur de cette dernière, avec le potentiel appliqué à la grille extérieure.

Des lampes bigrilles de tous genres ont été réalisées : avec grilles mixtes (Blondel) ; avec grilles juxtaposées (lampe à grille coupée) ; mais la plus intéressante est certainement la lampe *Screengrid* de Hull, dont la meilleure réalisation est sans contredit l'UX 222 de la Radiotron.

Le tracé des courbes caractéristiques s'opère par les méthodes normalement employées : il est intéressant de construire les courbes de variation du courant plaque en fonction de la tension appliquée à la grille de contrôle, et aussi en fonction de la tension plaque (pour divers potentiels de la grille de contrôle). Il est intéressant de calculer à partir de ces données la résistance interne R_i

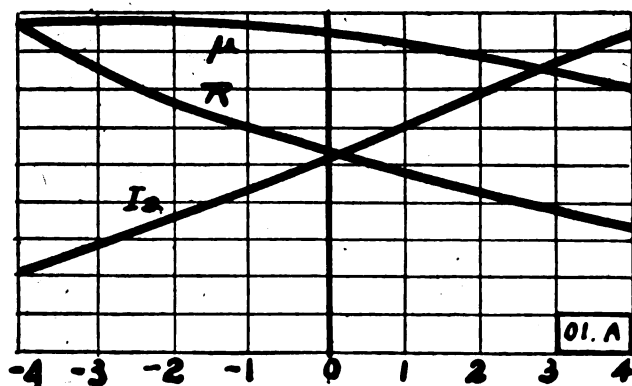
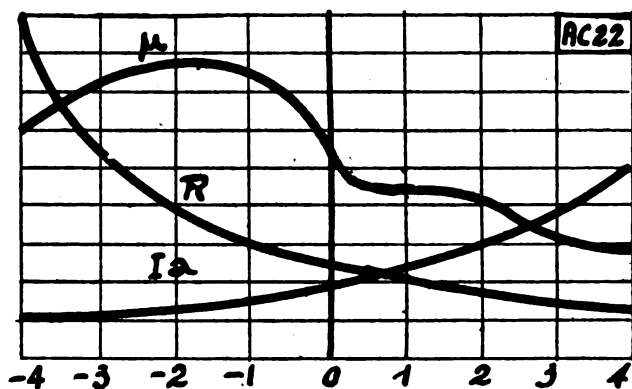
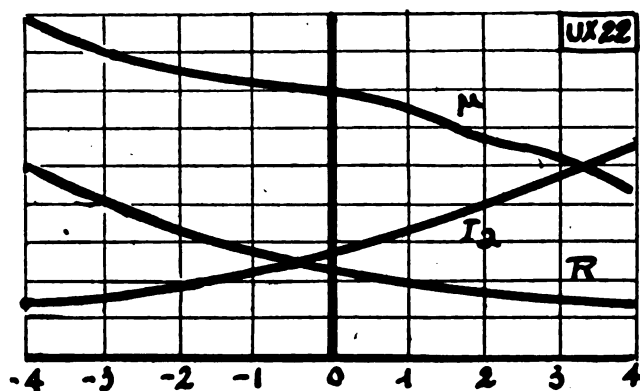


Fig. 38

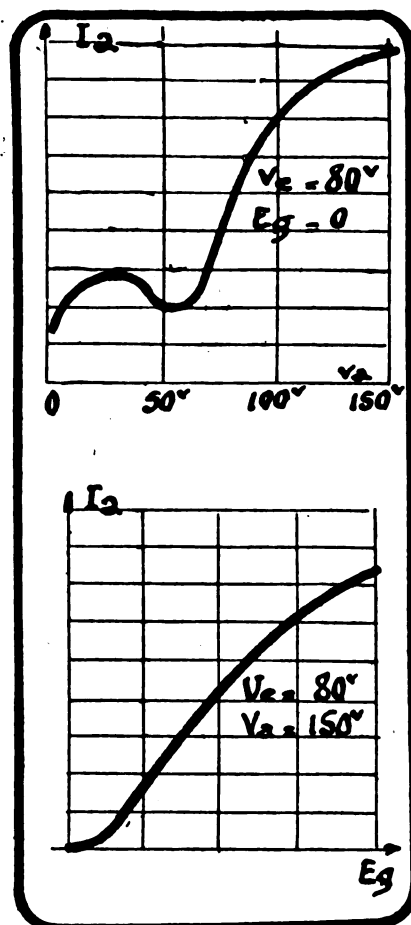


Fig. 39

et le coefficient d'amplification μ en fonction du potentiel de grille. Les courbes de variation de R , μ , I_a en fonction de E_g sont données (figure 38) pour une lampe du type courant (01.A), une lampe Screen-grid ordinaire (UX22) et un modèle de cette dernière à cathode chauffée indirectement sur alternatif (AC 22).

Ces résultats sont des plus intéressants, mais surtout en ce qui concerne l'étude des récepteurs, car la lampe à grille écran n'a pas été encore beaucoup employée dans les circuits de mesure.

Nous signalerons cependant un moyen pratique de calculer le coefficient d'amplification K d'une lampe à grille écran.

On trace la caractéristique $I_a = f(U_a)$ du courant plaque en fonction de la tension plaque, puis celle $I_a = f(E_g)$ du même courant anodique en fonction de la tension appliquée à la grille de contrôle (fig. 39).

On peut facilement trouver aux environs de $U_a = 150$ v. quelle est la variation ΔU_a de tension anodique qui donne une variation du courant plaque de 0,1 milliampère. On recherchera sur la deuxième caractéristique la variation ΔE_g de tension grille qui provoque la même variation de cou-

rant plaque : le coefficient d'amplification K est donc connu, puisque c'est par définition le rapport $\frac{\Delta U_a}{\Delta E_g}$.

Caractéristiques d'oscillation. — Il est utile de calculer le rendement d'un oscillateur à lampe, rapport de la puissance en watts oscillants R_{ia} à la puissance d'alimentation VI ; des mesures directes sur les éléments du circuit oscillant (résistance H.F., coefficient de couplage et d'oscillations) permettront de calculer le rendement de diverses façons. Mais il est intéressant de signaler la méthode de *Blondel* permettant de calculer l'intensité du courant anodique, en utilisant les caractéristiques d'oscillation.

Soient en effet les caractéristiques $I_a = f(U_a)$ et soit A le point de fonctionnement initial ($E_g = 0$ $U_a = AA'$). La triode étant en état d'oscillation, E_g et U_a varient et le point A se déplace; on peut montrer par le calcul qu'il décrirait une ellipse pour un couplage correspondant à la limite d'entretien.

Pour un couplage quelconque, la variation de la différence de potentiel instantanée entre plaque et filament est (fig. 40)

$$u = -Ri - L \frac{di}{dt}$$

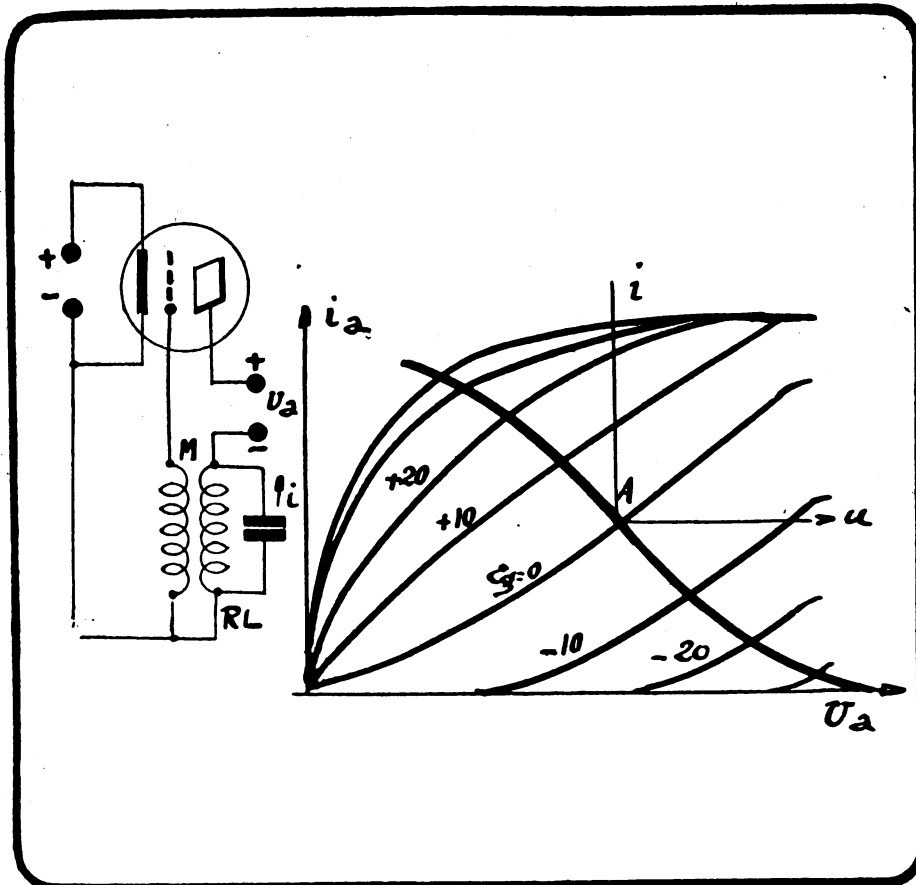


Fig. 40

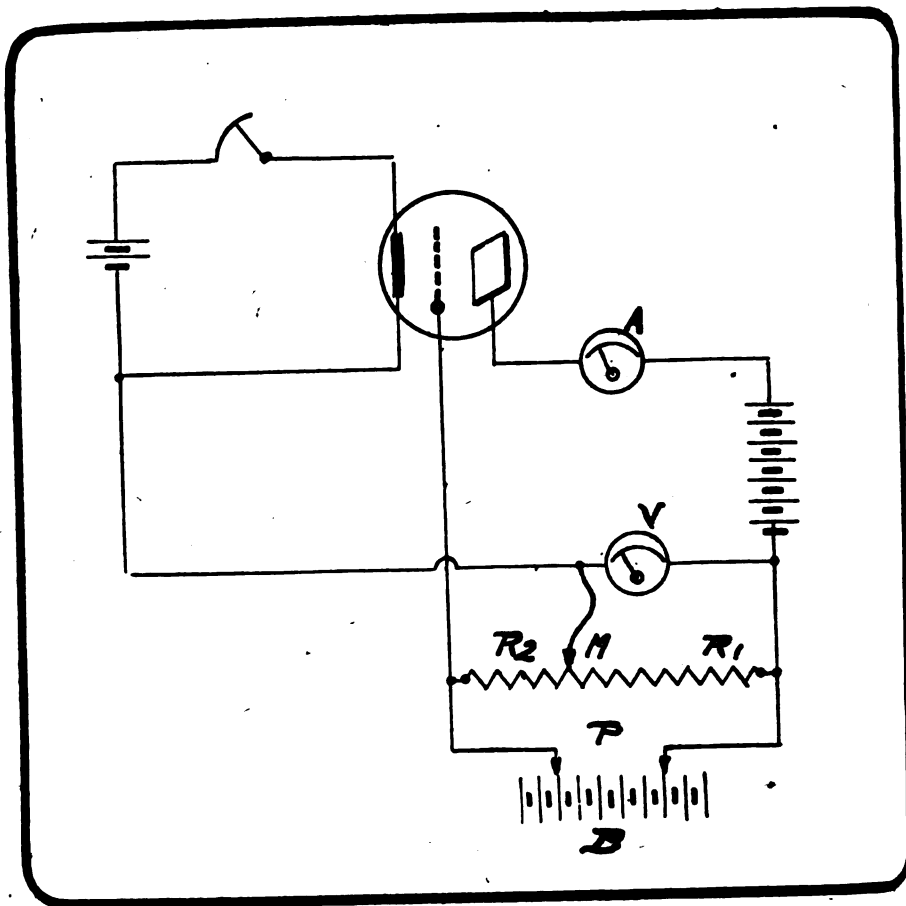


Fig. 41

On peut négliger R et comme la force électromotrice induite dans la bobine de grille est

$$e = |M| \frac{di}{dt}$$

on en déduit la relation

$$\frac{u}{e} = -\frac{L}{M}$$

Pour L et M donnés, il sera facile de tracer par rapport aux axes Au et Ai la courbe passant par les points des caractéristiques tels que le rapport de l'abscisse à l'ordonnée soit égal à

$$-\frac{L}{M}$$

Les savants *Appelon* et *Van der Pol* ont imaginé un montage permettant de déterminer directement cette caractéristique d'oscillation (fig. 41). A cet effet, on produit des variations des potentiels grille et plaque dans le rapport $\frac{u}{e} = -\frac{L}{M}$

Pour ce faire, on fixe le point M du potentiomètre P de telle sorte que

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{e}{u}$$

Il suffit alors de modifier le nombre d'éléments de la batterie B pour faire varier les tensions grille et plaque dans le même rapport. (A suivre.)

LE FILM SONORE

(Suite)

par Jean VIVIÉ, Ingénieur Civil des Mines

■ ■ ■ ■ ■

L'ENREGISTREMENT sonore dans le procédé Movietone se fait sur un film séparé qui se déroule de façon continue dans un appareil placé dans une salle séparée à côté du studio ; dans ce dernier se trouvent le microphone et l'appareil de prise de vues ; celui-ci et l'appareil d'enregistrement sonore sont synchronisés, par le fait même qu'ils sont mus tous deux par 2 moteurs synchrones triphasés branchés sur la même ligne de courant ; d'autre part, un système régulateur de vitesse de haute précision permet d'obtenir un déroulement absolument uniforme dans le temps.

La traduction des sons en lumière se fait ici par le procédé dit à *intensité variable* ; il ne faut pas oublier en effet que la reproduction phonographique pose un double problème : il s'agit de transcrire d'une part la fréquence, il faut, d'autre part, traduire l'intensité relative des sons. On y arrive dans le procédé Movietone en inscrivant une série de bandes parallèles plus ou moins resserrées suivant la fréquence du son, plus ou moins larges suivant l'amplitude des notes.

Le mécanisme qui permet cette inscription est le suivant : une source lumineuse rectiligne est condensée par un jeu de lentilles sur la fente d'un système électromagnétique dénommé « light valve » ; cette fente mesure

6,5 mm. de long et 0,05 mm. de large ; son image est ensuite formée sur le film en grandeur moitié (3,25 mm. $\times$ 0,025 mm.) au moyen d'un objectif photographique anastigmatique (fig. 1).

Le système de modulation électromagnétique consiste en une boucle DEF (fig. 2), d'un fil de duralumin attaché à ses extrémités aux bornes A A' et passant sur une poulie D ; ce fil en boucle est pincé en deux endroits par deux ponts P₁ et P₂ en matière isolante, de façon à obtenir 2 brins parallèles G et H laissant entre eux une fente de 0,05 mm. de large ; ces 2 brins parallèles sont disposés dans l'entrefer d'un électro-aimant dont les pôles sont visibles figure 2. Les bornes A et A' sont connectées aux bornes de sortie de l'amplificateur microphonique et la borne B reliée électriquement à la poulie D est portée à un certain potentiel ; on comprend que le passage du courant B.F. dans le fil EDF provoque le déplacement de ce dernier dans le champ de l'électro-aimant : les 2 brins parallèles s'écartent donc ou se rapprochent et la profondeur de modulation est réglée de façon que la largeur de la fente existant entre les 2 brins oscille entre 0 et 0,1 mm. ; par réglage de la valeur de la tension appliquée en B, on fixe la résonance propre du système à 7.000 périodes par seconde ; il s'ensuit que la modu-

lation maxima à cette fréquence de résonance propre est obtenue avec une puissance alternative de 0,1 milliwatt : cette puissance devient de 10 milliwatts pour toutes les autres fréquences audibles.

L'impression des images successives de la fente se fait sur le film qui, passant sur deux rouleaux, se déroule à la vitesse de 27 mètres à la minute ; l'enregistrement sonore est contrôlé, car le rouleau R (fig. 1) creux permet de placer derrière le film une cellule photo-électrique E qui, impressionnée par la lumière traversant le film, permet d'actionner un haut-parleur de contrôle. Tous ces détails permettent de se rendre compte du soin apporté à la réalisation des films sonores.

Le film d'enregistrement sonore est développé, puis tiré avec les poinçonnages qui permettront, au tirage sur la bande latérale du positif de projection, de faire concorder les enregistrements phonographiques et cinématographiques (avec le décalage précité de 35 cm.). Dans ce dernier tirage, on supprime volontairement les fréquences les plus hautes et les plus basses qui ne pourraient être reproduites convenablement, si bien que la courbe caractéristique prend l'allure indiquée sur la fig. 3.

Telles sont les diverses particularités du procédé Movietone dont le gros avantage est de permettre l'emploi de

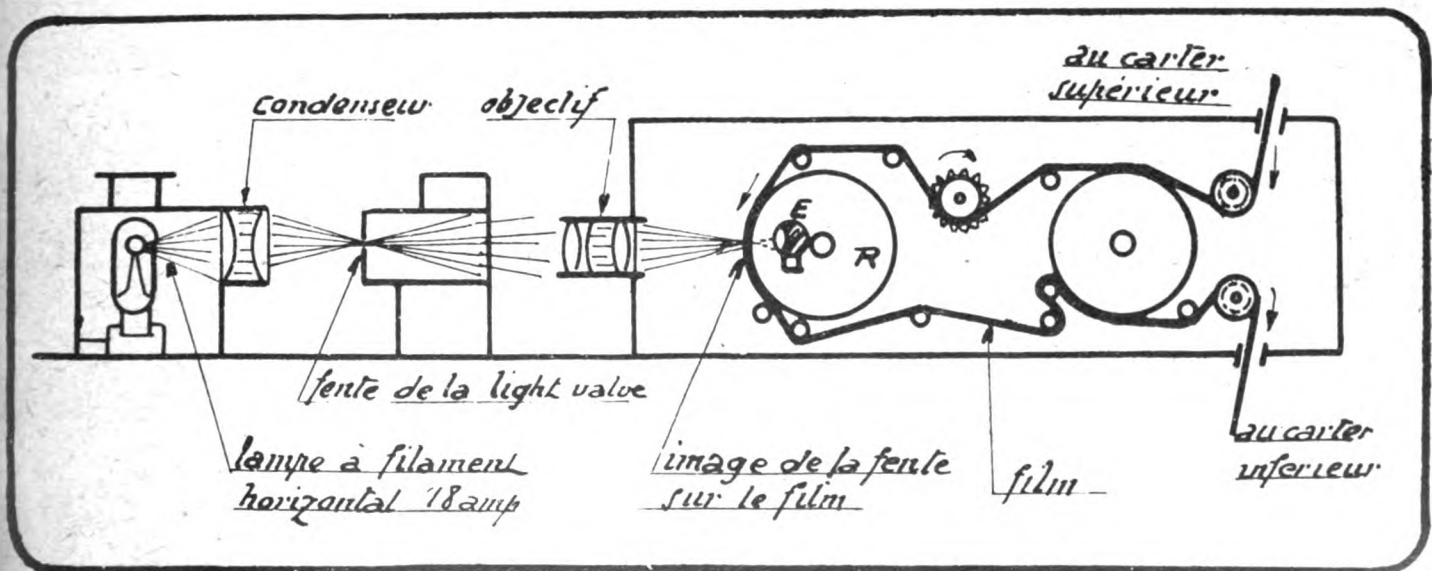


Fig. 1

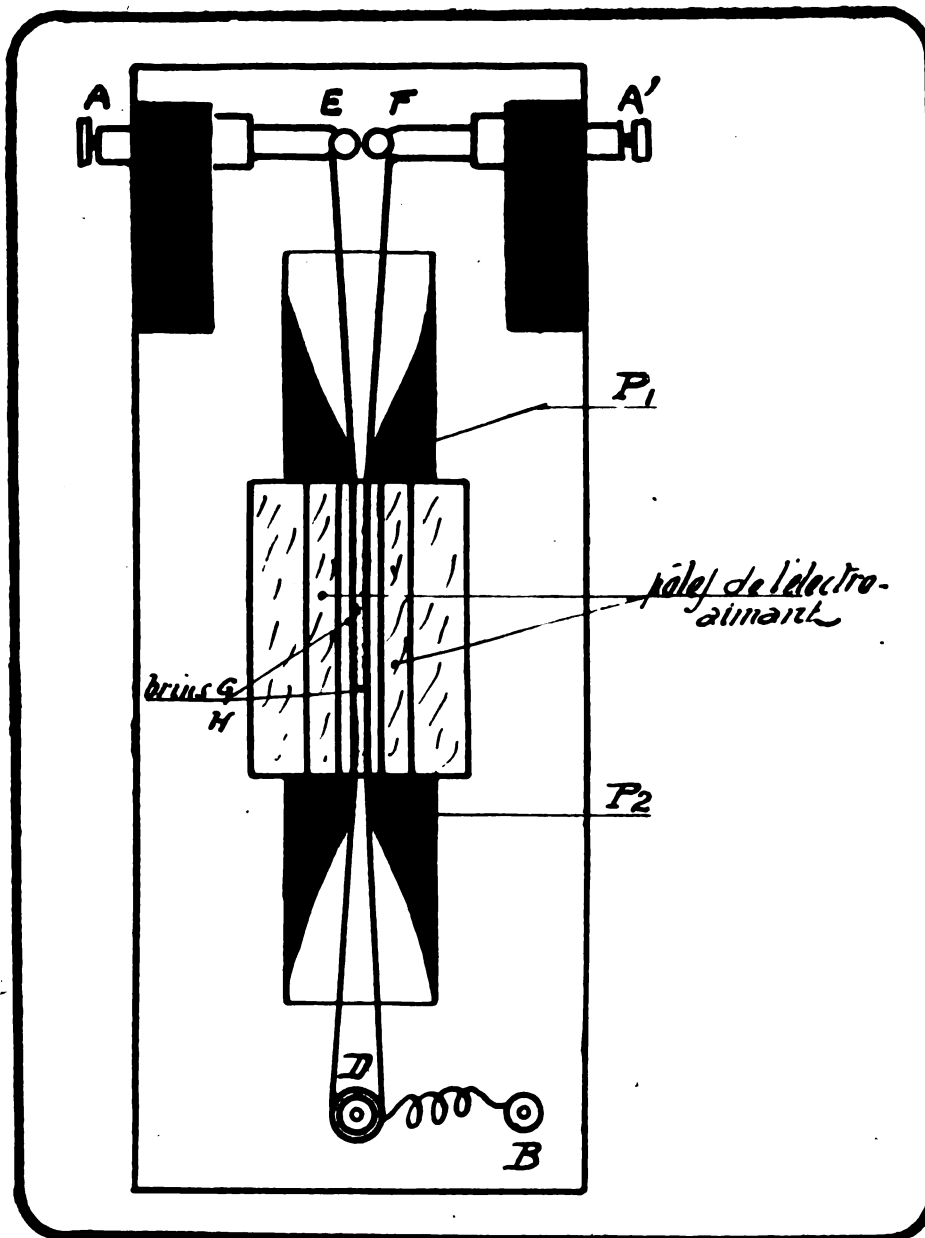


Fig. 2

la bande cinématographique normale et de n'exiger qu'une bande ; cette technique est légèrement modifiée pour la prise des actualités parlantes.

PROCÉDÉ FOX MOVIE-TONE

Le procédé Movietone ne peut être évidemment qu'un procédé de studio : les machines utilisées sont lourdes, synchronisées par le courant triphasé, et exigent pas mal d'énergie électrique pour leur entraînement ; la lampe qui éclaire la « light valve » a son filament traversé par un courant de 18 ampères.

On ne voit guère une telle installation transportable pour enregistrer des actualités.

Il fallait donc modifier le procédé d'enregistrement sonore ; on a utilisé la décharge dans les tubes à gaz raréfié : nous ne sommes pas là en présence d'une nouveauté, car ces tubes sont

depuis longtemps utilisés dans les recherches de téléphotographie et de télévision.

Le schéma de l'installation électrique est donné figure 4 : on y voit le microphone branché à l'entrée d'un amplificateur B.F. à 3 étages, lequel attaque à la sortie par l'intermédiaire d'un condensateur de $1 \mu F$, la valve à gaz *Aeo light* ; cette valve comporte 2 électrodes entre lesquelles une tension continue de 200 volts est appliquée (la self ch_2 permet d'éviter la dérivation des courants B.F. dans le circuit des piles, et la résistance de réglage permet de choisir la valeur optimale de la tension appliquée). Sous l'effet de la tension continue une lueur blanche existe entre les électrodes ; par l'application à l'électrode supérieure des voltages alternatifs à basse fréquence, la lueur devient plus ou moins éclatante et traduit ainsi la modulation sonore ; l'inertie des tubes à gaz rare ou à vapeur de mercure est très faible.

La lueur du tube est concentrée par un objectif (tube et objectif sont en quartz afin d'utiliser les radiations ultra-violettes photochimiquement très actives) sur une fente de 0,05 mm. de large derrière laquelle se déplace le film. On aura donc une inscription sonore sous forme d'une série de bandes de largeur constante et d'opacité variable ; toutefois le procédé est limité, car l'éclat de la lueur du tube à gaz rare ne saurait être très intense, et l'inscription sonore s'accompagne en outre d'un bruit de fond assez gênant. Toutefois il est vraiment intéressant de posséder un appareil unique renfermant les 2 mécanismes d'enregistrement visuel et sonore : l'inscription de la bande sonore latérale se fait simultanément (au décalage de 35 cm. près) avec la prise de vues. Il convient enfin de signaler que, si ce procédé pouvait être perfectionné, le résultat serait

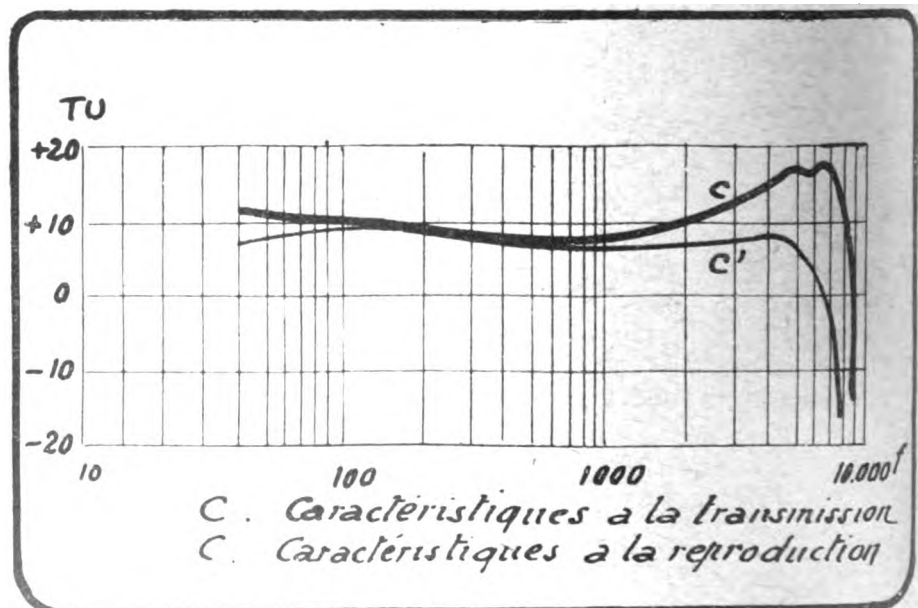


Fig. 3

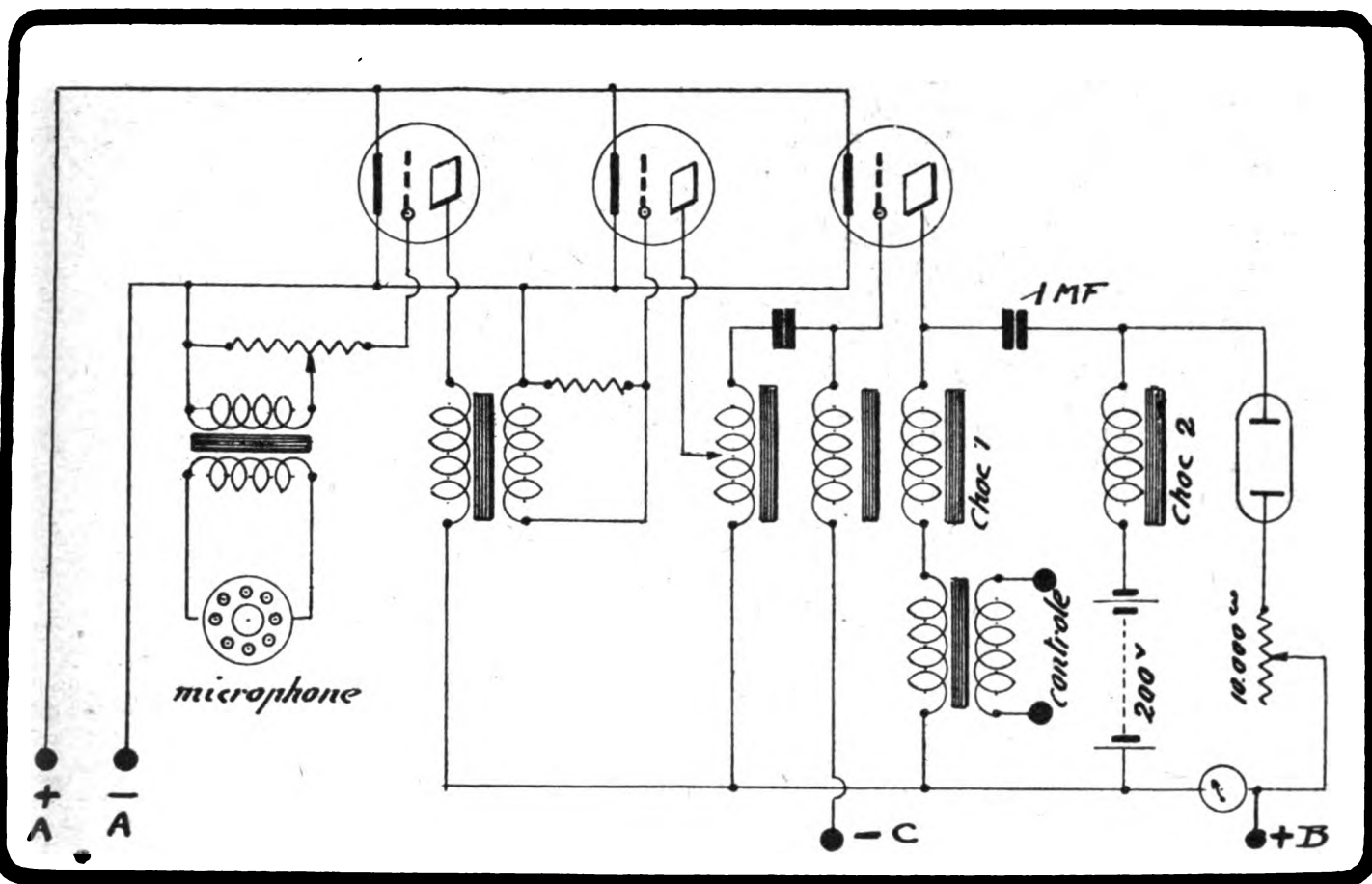


Fig. 4

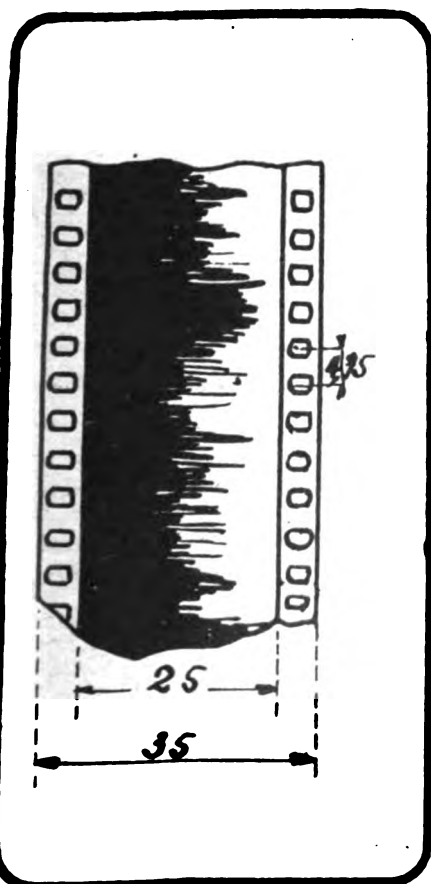


Fig. 5

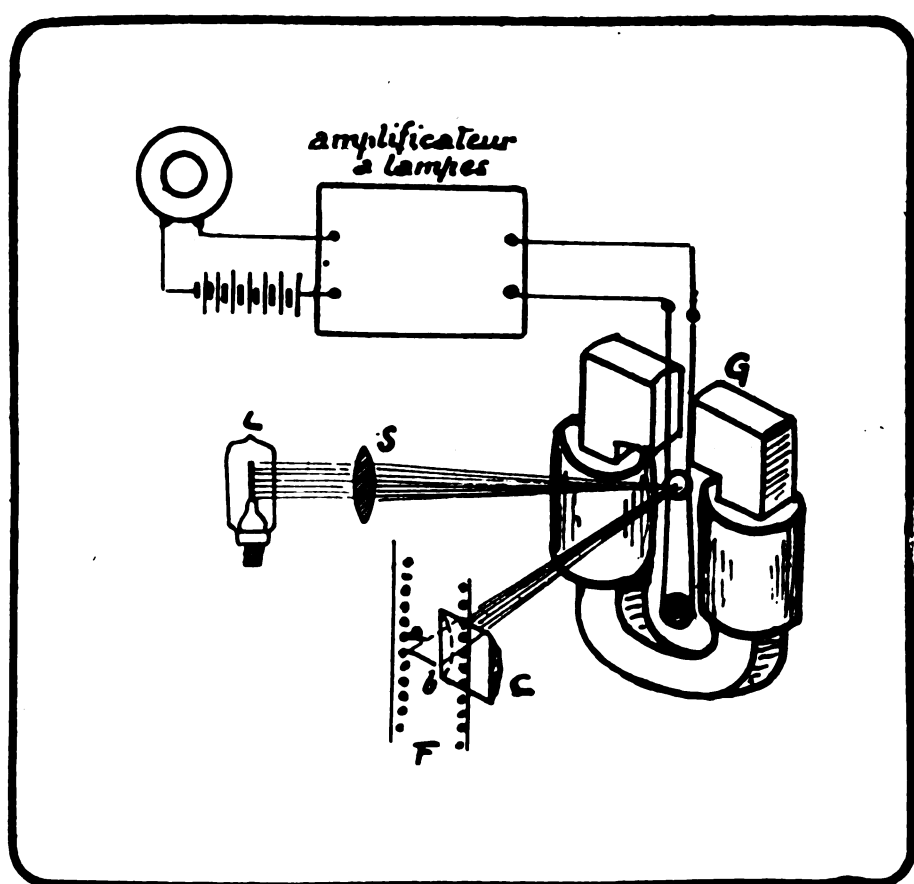


Fig. 6

intéressant, car la caractéristique d'enregistrement sonore est ici pratiquement constante sur toute la bande des fréquences acoustiques.

PROCÉDÉ GAUMONT-PETERSEN POULSEN

Ce procédé mis au point par le précurseur *L. Gaumont* et les Danois

variable, obtenue soit par variation de la largeur des franges (*Movietone*), soit par variation de l'opacité des franges (*Fox Movietone*); ceci exige un film à grain d'émulsion très fin et, d'autre part, la proportionnalité entre l'opacité du film et l'intensité lumineuse ne peut être assurée que si l'on n'impressionne l'émulsion que peu profondément. La largeur très réduite de la

entre les perforations (course totale 25 mm.); le film se déplace à la vitesse constante de 50 cm./sec. dans le couloir obscur d'un enregistreur, de telle sorte que les oscillations du spot lumineux s'inscrivent sous forme de stries plus ou moins rapprochées et de densité uniforme : au repos le faisceau lumineux est réglé de façon à former sur le film une ligne *ab* dont l'extrémité *b*

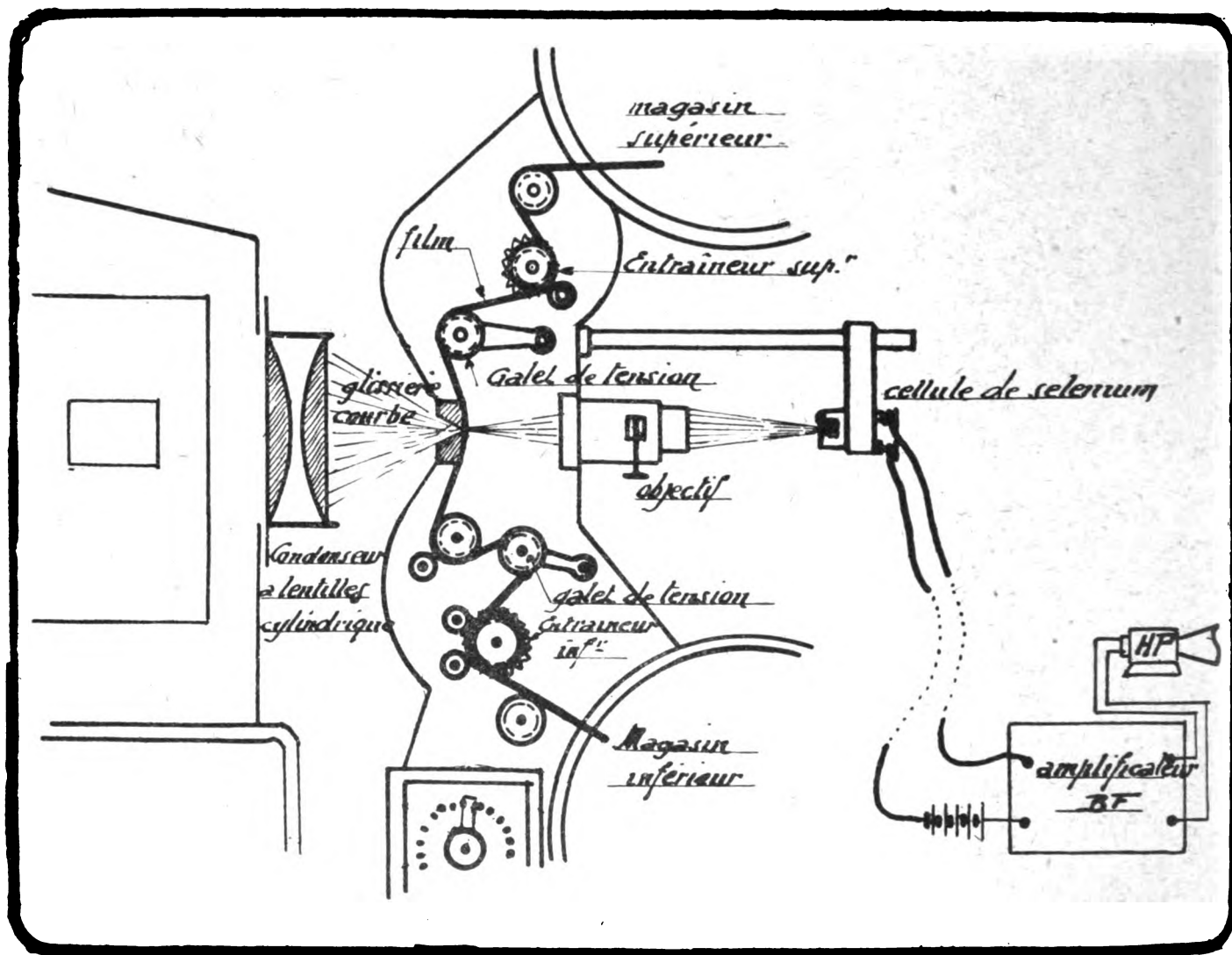


Fig. 7

Petersen et *Poulsen* est réellement supérieur aux précédents par la qualité d'audition; malheureusement le résultat n'est atteint que moyennant l'emploi d'une bande cinématographique spéciale pour l'enregistrement sonore... ce qui double le prix du film, en nécessitant le passage simultanément de 2 bandes, et complique l'installation de projection; mais ces inconvénients ne sont que temporaires et nous verrons que le procédé G.P.P. va bientôt aboutir au film parlant intégral.

Pour montrer la supériorité du procédé G. P. P. examinons de suite le principe d'enregistrement utilisé.

Dans les procédés précédents on faisait une inscription à intensité

bande d'inscription ne permet pas une grande finesse de reproduction : les rayures, les poussières se traduiraient par des bruits parasites, déjà cependant assez considérables.

L'inscription dans le procédé G.P.P. utilise un galvanomètre bifilaire à miroir : les courants microphoniques sont appliqués à l'entrée d'un amplificateur à 4 étages qui attaque le galvanomètre dont le miroir ne mesure que quelques millimètres. afin que l'inertie de l'équipage mobile soit aussi faible que possible (fig. 6); le faisceau lumineux réfléchi est concentré par une lentille cylindrique en un très fin pinceau de quelques centièmes de millimètre qui se déplacera sur un film

se trouve au milieu de la bande aussi, lorsque le courant de modulation parcourt le galvanomètre G, l'extrémité *b* de la strie lumineuse oscille de part et d'autre du milieu; grâce à la faible inertie de l'équipage mobile et à la sensibilité de l'émulsion, le nombre d'oscillations peut atteindre 8.000 par seconde.

A la reproduction, deux postes cinématographiques sont utilisés, dont les mécanismes de déroulement sont solidaires, ce qui assure, *ipso facto*, la synchronisation; le poste utilisé pour le film d'inscription sonore est représenté sur la figure 7, le trajet suivi par le film y est visible et l'on remarquera qu'à l'endroit où il est éclairé

film, au lieu de passer entre une porte et une contre-porte, comme dans les systèmes courants, glisse sur une glissière courbe portant en son milieu une mince fente horizontale vivement éclairée par le faisceau d'une lampe à arc, condensé par un condenseur demi-cylindrique ; un objectif reprend l'image de la fente et la projette sur une cellule de sélénium ; la propriété bien connue de la variation de résistance de ce métal sous l'influence de la quantité de lumière reçue est utilisée pour actionner après amplification les haut-parleurs à bobine conique mobile L. G. avec pavillon exponentiel ; nous rappellerons que ces haut-parleurs électrodynamiques ont toujours été construits en France par la firme Gaumont qui est arrivée à en produire de très puissants qui sont en même temps assez purs.

Et voici maintenant la solution du film sonore intégral qui, entrée dans la voie de la réalisation, fera du procédé G. P. P., musicalement parfait, un procédé véritablement pratique et moins onéreux.

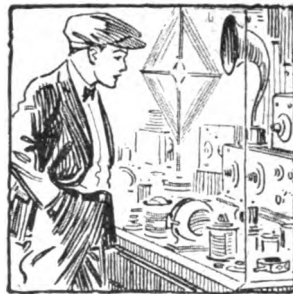
La base de la solution est l'inscription invisible du film sonore ; si l'idée est simple, la réalisation pose d'assez gros problèmes photochimiques que la société *Gaumont* a surmontés ; le procédé, qui en est à sa période de mise au point, est le suivant : Le film cinématographique est tiré en positif sur une bande ayant la moitié de l'épaisseur d'une bande normale, les images photographiques subissent un traitement spécial qui, les laissant visibles, les rendent transparentes aux rayons ultra-violet. Quant au film d'enregistrement sonore, qui a été impressionné à la vitesse uniforme de 456 mm. par seconde (ce qui correspond à une vitesse de passage du film photographique de 24 images par seconde) et qui est aussi d'une épaisseur moitié de l'épaisseur normale, il est rendu transparent et incolore par imprégnation d'un produit spécial qui est par contre opaque pour les rayons ultra-violet.

Les 2 bandes sont accolées, les perforations se superposant exactement, le

film d'inscription sonore étant décalé par rapport au film cinématographique ; la raison de ce décalage a déjà été expliquée lors de l'exposé du procédé Movietone.

A la projection, les images cinématographiques passent dans la fenêtre éclairée par les rayons de la lampe à arc et sont reproduites sur l'écran ; l'inscription sonore ne gênera pas cette projection ; au contraire cette inscription interceptera plus ou moins les rayons ultra-violets produits par une lampe à vapeur de mercure devant laquelle défile ensuite le film : ces rayons viennent alors impressionner une cellule photo-électrique placée aux bornes d'entrée d'un amplificateur basse fréquence qui, alimentera les haut-parleurs situés dans la salle de spectacle.

Ainsi conçue et réalisée, la solution du film sonore est parfaite et réunit tous les avantages : ceux de la qualité phonique, de la commodité d'exploitation, et aussi d'un emploi assez peu coûteux. (A suivre.)



A TRAVERS LE ROYAUME DES ONDES

Tour d'Europe radiophonique

par Alex SURCHAMP

■ ■ ■ ■ ■

AU PAYS DES SOVIETS

C'EST en octobre 1922 que le Commissariat des postes et télégraphes de l'U. R. S. S. transmet, en l'honneur de la Révolution d'octobre, le premier concert russe par T. S. F. Sans aucune expérience, sans appareils étrangers, sans argent, c'est ainsi que débuta la radiodiffusion dans l'Union soviétique.

Au printemps de 1924, deux stations furent mises en service, celle de l'Internationale communiste (Comintern) et la station Popov. En 1925, on comptait déjà sept stations en fonctionnement : outre les deux stations ci-dessus nommées, c'étaient les stations de la Radio-Emission (Radio-Peredatcha), du Petit Comintern, de l'Union des syndicats de Moscou (M. G. S. P. S.), la station Loutovitch (Technicum du service des Communications) et celle du Syndicat des employés.

Il y a aujourd'hui en Russie 63 stations de T. S. F. Il y en aura d'ici peu 74, nationales ou locales. Les dirigeants soviétiques ont donc réussi, en quelques années, à mettre sur pied un réseau radiophonique bien organisé, qui doit d'ailleurs être considérablement développé au cours des années à venir. Ils y ont été puissamment aidés par un certain nombre de savants et de techniciens éminents, parmi lesquels il faut citer Popoff, celui qui, avant Marconi, utilisait déjà un poste récepteur pour capter des messages d'une distance de 40 mètres, et le Prof. Boutet-Brouievitch, qui est le véritable promoteur de la radio en Russie soviétique.

Un programme.

Le plan dont les soviets poursuivent l'application est des plus vastes, mais aussi des plus simples. Quand on l'étudie, il ne faut pas oublier que la Russie est presque aussi vaste que l'Europe, qu'elle est complétée par la Sibérie et que ses seuls territoires européens ont, d'après le recensement de 1926, 146 millions d'habitants. Etant donné l'immense superficie des terres et le faible peuplement d'une série d'entre elles, il s'agissait de placer en des endroits choisis, tout au travers du territoire, une série de stations puissantes qui seraient relayées chacune par tout un groupe de satellites de stations à force moyenne. Pouvaient-elles y avoir, en effet, de meilleur lien que la radio pour assurer une certaine unité à ces régions disparates, à ces peuples divers qui n'ont ni religion, ni race, ni culture, ni besoins communs.

Le but était donc de pouvoir distribuer aux ouvriers et paysans une cul-

ture prolétarienne et une culture tout court. La besogne était ardue, les difficultés nombreuses. Le gouvernement soviétique, considérant la radiophonie comme un instrument excellent de l'enseignement politique des masses, ne regarde ni à la peine, ni aux frais. Pour s'imposer à un peuple agité par la guerre et désorganisé par des siècles de domination tsariste, le régime nouveau devait chercher des moyens rapides. Le recrutement de professeurs et de maîtres d'école, la construction de bâtiments scolaires ; c'était là une œuvre de longue haleine, qui demandait plusieurs années avant d'être pleinement réalisée. Pour aller vite en besogne, Lénine, le premier, songea au cinéma et surtout à la radio. Ses successeurs n'eurent qu'à suivre la voie qu'il leur avait tracée. Les résultats ne se firent pas attendre. On estime aujourd'hui à huit millions le nombre de citoyens de l'U.R.S.S. qui peuvent écouter les auditions soit chez eux, soit dans les clubs syndicaux. La T. S. F. fait partie intégrante de la vie publique et de la vie privée des ouvriers et des paysans. C'est un succès dont les soviets peuvent à juste titre tirer quelque fierté.

La Radioperedatcha

Dès son apparition, la radio suscita en Russie le plus grand intérêt. En l'absence de toute organisation officielle, en dépit du manque de fonds, des concerts étaient organisés par des artistes, souvent de premier ordre, qui, dans leurs auditions spontanées et gratuites, avaient pour seule ambition de faire profiter de leur art des milliers de personnes qui, sans la T. S. F., n'auraient jamais eu l'occasion d'entendre pareille musique. Un groupe, notamment, « Radio-Musique », fit en faveur de la radio une active propagande, non seulement parmi les musiciens, mais aussi parmi les auditeurs, habituant ces derniers à se faire juges des émissions d'essai et à donner leur avis sur leur « audibilité ».

La formation de la société « Radioperedatcha » apporta un peu d'ordre dans ces radiodiffusions qui étaient pour la plupart effectuées par la station du Comintern. Cet organisme nouveau fut chargé officiellement par le gouvernement de construire des stations et d'organiser des émissions. Des crédits nombreux furent mis à sa disposition. Sans se soucier du nombre restreint de sans-filistes, « Radioperedatcha » entreprit d'un seul coup la construction de vingt postes d'émission. En moins de trois ans, elle en construisit cinquante, dispersés sur l'immense territoire de l'U. R. S. S. Aujourd'hui, malgré le respectable chiffre de 63 postes en service régulier, des

stations nouvelles sont encore en voie d'édification. En dépit des conditions anormales politiques, sociales ou géographiques qui pourraient les gêner dans l'accomplissement de leur tâche, les soviets poursuivent sans arrêt l'équipement radiophonique de leur territoire. Certes, tout n'est pas parfait dans cette organisation. Les constructeurs des postes ont encore beaucoup d'améliorations techniques à accomplir, surtout au point de vue de la modulation. Ce sera l'affaire des jours futurs. Pour le moment, ce que cherche avant tout le gouvernement de Moscou, c'est de pouvoir être en contact direct et rapide avec tous ses sujets, avec ceux du Turkestan, comme avec ceux de Sibérie, avec ceux de la Georgie, comme avec ceux de la Russie Blanche. C'est pour lui la meilleure manière de faire l'éducation politique du peuple, voire même son éducation tout court. C'est une question de vie ou de mort pour le régime, et l'on conçoit, dans ces conditions, que la T. S. F. soit, de la part des soviets, l'objet d'une si grande sollicitude.

Les stations créées, les auditeurs n'ont pas manqué et leur nombre va sans cesse croissant. Les dernières statistiques publiées donnent les chiffres de 282.045 sans-filistes taxés dans les villes et de 44.240 dans les campagnes. Par rapport à la population totale, ces chiffres ne donnent, il est vrai, qu'un pourcentage insignifiant. Mais, d'une part, la déclaration de licence n'est demandée jusqu'à présent que pour les districts possédant une station d'une puissance au moins égale à 12 kw. D'autre part, il faut considérer qu'en Russie, l'écoute individuelle est l'exception. C'est l'écoute collective qui est la règle. Dans tous les centres ouvriers, dans les grandes entreprises industrielles, dans les clubs syndicaux, fonctionnent régulièrement des appareils récepteurs dont l'installation est obligatoire et qui distribuent la radio à un nombre considérable d'auditeurs. Sur les places publiques, dans les jardins et les squares, des haut-parleurs prodiguent la bonne parole. Des automobiles spécialement équipées parcourent les rues et donnent des auditions. C'est donc, au total, des millions d'auditeurs qui sont touchés par les émissions de T. S. F., et, de plus en plus, la radio acquiert droit de cité dans les coins les plus reculés de l'Union.

La Radioperedatcha étant une émanation directe de l'État, tous les postes construits par elle sont propriété de l'État. Le contrôle est exercé par le Commissariat des Postes et Télégraphes et il a été créé dans ce but trois sections spéciales : 1° une section

radiotechnique, qui a la responsabilité de la construction des stations et contrôle l'équipement technique des divers postes, leurs longueurs d'onde, leurs heures d'émission, etc.; 2° une section radiophonique, chargée de l'élaboration des programmes; 3° une section de propagande.

Les émissions.

En présence d'une grande ignorance de la part considérable de la population rurale, la radiophonie en Russie

communiste. Il y a, à l'heure actuelle, cinq grands radio-journaux, dont la présentation diffère suivant le milieu spécial auquel ils sont destinés.

Pour les concerts, on s'est ingénié à les composer de façon à développer graduellement le goût et la faculté de compréhension des auditeurs, en commençant par des œuvres de caractère simple et naïf, pour passer ensuite à des compositions plus difficiles et plus complexes. A côté des chants populaires, des morceaux joués sur des instruments populaires, — l'accordéon,

nant la « culture soviétique », elles sont fréquemment exposées par les directeurs des services, les savants, les penseurs et les artistes les plus autorisés.

Depuis quelques mois, l'administration de l'Instruction publique a créé une Université dans laquelle l'enseignement se donne exclusivement par radio. Cette université, qui groupe déjà un nombre important d'élèves, principalement dans les milieux ouvriers, a trois facultés : instruction générale, administration et économie, coopération et syndicalisme. L'enseignement,

STATIONS de l'U. R. S. S.

| Stations | Long.
d'onde | Fréq.
en
kilocyc. | Puiss. | Stations | Long.
d'onde | Fréq.
en
kilocyc. | Puiss. |
|--------------------------|-----------------|-------------------------|--------|-------------------------|-----------------|-------------------------|--------|
| Archangel | 511 | 585 | 4 kw. | Nikolaïev | 366 | 819,5 | 1,2 |
| Armavir | 337 | 890 | 1 | Nijni Novgorod | 406 | 739 | 1,2 |
| Artemovsk (Ukraine) | 379 | 792,5 | 1,2 | Novosibirsk (Sibérie) | 1.250 | 240 | 4 |
| Aschkabat | 899,1 | 333,6 | 4 | Odessa | 411 | 729,5 | 1,2 |
| Astrakhan | 690 | 434,8 | 1 | Omsk (Sibérie) | 517 | 580,3 | 1,2 |
| Bakou | 1.380 | 217,4 | 12 | Orenbourg | 650 | 461,5 | 1 |
| Dnepropetrovsk (Ukraine) | 383 | 783,5 | 1 | Liensa | 333 | 901 | 1,2 |
| Erivan (Arménie) | 750 | 400 | 1,2 | Petropavlovsk (Sibérie) | 437 | 686,5 | 1,2 |
| Gomel | 483 | 621 | 1,2 | Petrozavodsk (Carélie) | 778 | 385 | 2 |
| Grosny (Caucase) | 377 | 796 | 1 | Piatigorsk (Caucase) | 347 | 864,5 | 1,2 |
| Irkoutsk | 1.600 | 187,5 | 0,5 | Poltava | 375 | 800 | 1 |
| Ivanovo-Vosnesensk | 337 | 891,5 | 1,2 | Rostov-Don | 848,7 | 353,2 | 4 |
| Kazan | 486 | 617 | 1 | Samara | 417 | 719,4 | 1,2 |
| Khabarovsk (Sibérie) | 1.304 | 230,8 | 20 | Samarkand | 875 | 342,9 | 2 |
| Kkarkov | 427 | 702,5 | 4 | Simferopol | 476 | 630 | 1,2 |
| Kharkov | 1.300 | 230 | 12 | Smolensk | 565 | 531 | 2 |
| Kiev | 800 | 375 | 3 | Sovtorgslusch | 450 | 666,7 | 0,3 |
| Koursk | 401 | 747,5 | 1 | Stalin | 380 | 789,4 | 1,2 |
| Krasnodar | 461,5 | 650 | 1 | Stavropol (Caucase) | 545 | 550,4 | 1,2 |
| Leningrad | 351 | 854,7 | 1 | Sverdlovsk (Oural) | 1.100 | 272,7 | 1,2 |
| Leningrad | 1.000 | 300 | 20 | Tashkent | 1.170 | 256,4 | 2 |
| Lugansk | 326 | 920,2 | 1,2 | Tiflis | 1.060 | 283 | 10 |
| Makatschkala (Caucase) | 443,8 | 676 | 1 | Tomsk | 465 | 645,1 | 1,2 |
| Mariopol | 326 | 920,2 | 1,2 | Tver | 370 | 810,5 | 1,2 |
| Moscou S. P. | 450 | 666,5 | 1 | Ufa (Oural) | 554,7 | 550,7 | 2 |
| Moscou (Komintern) | 1.481 | 202,5 | 40 | Veliki-Ustyug | 535,7 | 560,1 | 1,2 |
| Moscou (C. C. S. P.) | 938 | 320 | 2 | Vladivostock | 480 | 625 | 1,5 |
| Moscou | 497 | 603,5 | 1,2 | Vologda | 353 | 850 | 1,2 |
| Moscou (S. P.) | 450 | 666,5 | 1 | Voronez | 468,8 | 640 | 1,2 |
| Minsk | 700 | 428 | 4 | Zinovievsk | 408 | 735,3 | 1 |
| Naltchek (Caucase) | 337 | 892 | 1,2 | | | | |

avait une mission particulière à remplir. Cependant la composition de programme, pour une population aussi diverse que celle de la Russie, présentait une tâche délicate. Une des premières difficultés qu'avaient à résoudre, au début, les organisateurs, était celle de la différenciation des auditeurs, le public composé d'éléments hétérogènes ne pouvant être desservi par des émissions d'un caractère identique. On ne pouvait pas, par exemple, parler de la même façon au moujik russe, ou au paysan généralement illettré et à un habitant de la ville ou à un ouvrier. On créa donc plusieurs types d'émissions, pour les ouvriers, pour les paysans, pour les auditeurs d'une culture supérieure et pour les enfants.

Une grande place dans les programmes fut réservée au radio-journal, dans lequel, d'une façon simple et populaire, on faisait connaître à la population les événements de la vie politique, les problèmes sociaux et, économiques, présentés, bien entendu sous la tendance

notamment, — les concerts reproduisent des œuvres classiques des maîtres du XVIII^e et du XIX^e siècles. Tous les numéros du programme sont accompagnés d'explications formulées en termes accessibles à tous. Les concerts pour les paysans ont pour objet de faire connaître aux habitants des campagnes les chansons des villages, celles des peuples divers de l'Union soviétique de l'Orient, comme de l'Occident. Ces chansons sont notées et adaptées par des maîtres de la musique.

Les programmes littéraires sont consacrés tantôt aux œuvres d'un poète, tantôt à celles d'un groupe d'auteurs. Ils sont coupés de morceaux de musique qui en forment le fond et doivent s'harmoniser avec le thème principal de l'émission. Une large part est faite à des soirées dramatiques, qui présentent souvent des événements historiques révolutionnaires.

Les causeries agricoles sont nombreuses. Quant aux questions concer-

qui, en principe, doit durer deux ans, comporte deux cours par semaine. Il est fait de manière à donner à l'ouvrier des notions scientifiques générales et à le préparer à l'activité administrative, sociale et professionnelle.

Il faut enfin signaler le radio-meeting, dont il est fait en Russie soviétique un large usage. C'est la formule du Club du faubourg de Léo Poldir, adoptée à Moscou et à Leningrad, qui a été « sans-filisée », si l'on peut dire. Son succès est très grand et nombreux sont dans les villages ceux qui suivent avec attention ces discussions d'idées, souvent passionnées, parfois éloquentes.

Des émissions variées, des programmes récréatifs et instructifs, tel est en résumé le but que s'efforcent d'atteindre ceux qui, au pays des Soviets, ont la charge des émissions. Il n'est nullement question là-bas de chercher à étonner l'étranger par des programmes savamment conçus et brillamment réalisés. La radio-diffusion, en Russie, est avant tout et par-dessus tout natio-

nale, exclusivement nationale. Et il faut reconnaître que, par l'usage habile qui en est fait, elle constitue pour le régime soviétique, le plus précieux instrument de propagande et le meilleur auxiliaire pour répandre dans cet immense territoire les doctrines sociales de l'évangile soviétique.

La T. S. F. dans les appartements ouvriers.

L'écoute, avons-nous dit, est en Russie, généralement collective. Il y a, disent les statistiques, 9.792 haut-parleurs sur les voies publiques des villes et 6.533 dans les villages, et dans ces chiffres ne sont pas comptés les haut-parleurs installés dans les écoles, dans les clubs d'ouvriers, etc. D'autre part, le Commissariat des P. T. T. a fait installer 200 stations relais auprès des bureaux de poste. Ces stations, munies de puissants amplificateurs, transmettent les émissions dans toute leur région au moyen de fils téléphoniques. Elles sont équipées pour recevoir régulièrement Moscou jusqu'à 1.000 kilomètres et les stations régionales dans un rayon de 300 à 500 kilomètres. Une simple liaison par fil avec les coopératives ou les clubs, permet d'obtenir d'excellentes émissions radio-phoniques dans les 17.000 villages de l'Union qui sont dotés du télégraphe et du téléphone.

Les dirigeants du gouvernement soviétique ont voulu faire mieux encore et cette distribution à domicile des émissions, organisée dans les salles de réunion, va être réalisée, dans des conditions analogues, dans les appartements ouvriers. C'est la province de Moscou qui, la première, a tenté l'expérience. Un puissant récepteur muni d'une excellente antenne, est installé au centre des agglomérations. Des fils relient ce central aux logements ouvriers où sont installés des haut-parleurs pour que toute la famille puisse profiter de l'émission. L'installation avec le reproducteur coûte en moyenne de 30 à 35 roubles et le prix mensuel de l'abonnement revient à 50 kopeks.

A Moscou, plus de 5.500 appartements ont été munis de haut-parleurs, surtout dans la périphérie de la ville, dans les maisons nouvellement construites : 800 appartements ont été reliés au réseau à Simonovka, et à Doubrovki. Dans les cités ouvrières d'Orehovo, 1.500 installations ont été faites, et un nombre égal à Bogorodsk, dans les cités des manufactures de Gloukhovo et de Istomka. De même dans les centres de Drezdna, Iakhroma et Serpoukhov, les conseils syndicaux multiplient les efforts pour mettre les radio-auditions à la portée de tous.

Malheureusement, les demandes d'installations sont si nombreuses qu'elles dépassent les possibilités techniques, au demeurant assez restreintes. Les usines d'État n'arrivent pas à fabriquer en nombre suffisant les puissants amplificateurs nécessaires aux centres de translation et on a dû fonder en hâte des entreprises spéciales pour fabriquer les haut-parleurs ainsi que des postes récepteurs pour les centrales. Aussi faut-il attendre un intense développement de la production de ces usines, avant de pouvoir généra-

liser dans les autres districts cette distribution de la T. S. F. à domicile que l'ouvrier a accueillie avec tant d'enthousiasme.

Pour les paysans, la coopération agricole s'est chargée d'exécuter 4.000 installations à lampes avec amplificateur et ramification des fils dans les isbas : 600 ingénieurs ont été envoyés par le Gouvernement pour surveiller ces installations et on assure que dans les douze mois à venir, il sera posé dans l'U. R. S. S. environ cent mille haut-parleurs et 200.000 écou-teurs.

* *

Telles sont, brièvement exposées, les réalisations accomplies par le Gouvernement soviétique dans le domaine de la T. S. F. On ne saurait nier qu'elles procèdent d'une heureuse compréhension du rôle que la radio est appelée à jouer dans l'éducation politique, sociale et artistique des masses populaires.

Lénine, auquel on demandait un jour ce qu'était le communisme, avait répondu par cette simple définition : « C'est la république des Soviets et l'électrification. » Les souverains actuels de la Russie ont bien retenu ces paroles, car qu'est-ce, à vrai dire, la T. S. F., si ce n'est une puissante branche de l'électricité ?

L'organisation radio-télégraphique et radio-téléphonique du territoire russe était une nécessité. C'est le grand mérite des Soviets de l'avoir compris : c'est leur grand mérite aussi de ne pas s'être laissé rebuter par les difficultés d'une besogne ardue. La réussite a couronné leurs efforts. Il serait injuste de ne pas le reconnaître.

POLOGNE

La radiophonie polonaise est encore bien jeune ; la première station, en effet, fut ouverte à Varsovie il y a trois ans et demi à peine. Aussi ne faut-il pas s'étonner du nombre relativement faible des auditeurs : 190.000 seulement pour une population de 15 millions d'habitants. Cependant l'effort accompli depuis 1926 est déjà grand, et l'évolution a été particulièrement rapide et importante au cours de ces deux dernières années.

A la vérité, le gouvernement polonais ne manifesta, à l'origine, aucun enthousiasme pour la radiophonie. Des stations voisines, d'Allemagne, d'Autriche ou de Tchécoslovaquie, étaient aisément captées sur le territoire. Les programmes en étaient variés et intéressants : la similitude des langues rendait l'écoute facile et profitable. Il semblait donc que les sans-filistes polonais fussent mal fondés à se plaindre du manque d'émissions nationales.

Cependant, alertée par certains journaux et par des revues radiotechniques, déjà fondées en 1924 à Varsovie et à Cracovie, l'opinion publique s'émua de l'active propagande faite par les Allemands qui, utilisant les postes voisins, de Breslau, de Königsberg et même de Deutschlandsender de Berlin, déversaient sur la Haute-Silésie notamment, d'étranges doctrines dont le moins qu'on en puisse dire c'est qu'elles constituaient, dans l'inévitable désarroi de l'après-guerre, un véritable danger politique

pour le pays. Bon gré, mal gré, le Parlement fut donc amené à envisager l'organisation de la radiophonie et comme il n'avait, à ce sujet, que des conceptions fort imprécises et des projets mal définis, il se contenta d'adopter le principe d'une organisation analogue à celle qui était établie en Angleterre, en Autriche, en Tchécoslovaquie, où le monopole de la radio-diffusion était concédé à une ou plusieurs sociétés privées sous le contrôle de l'État.

Le monopole de « Polskie-Radio ».

Une loi fut votée en 1926, et c'est ainsi qu'une importante société industrielle radiotechnique de Varsovie se vit confier la mission d'organiser, sous le contrôle et avec la participation de l'État, le réseau radiophonique sur tout le territoire polonais. Le contrat stipulait qu'un premier poste serait érigé le plus rapidement possible à Varsovie, d'autres postes devant, par la suite, être construits au fur et à mesure de l'augmentation du nombre des auditeurs. D'autre part, l'État prenait part à la Société « Polskie-Radio » dans la proportion de 40 % sur le capital total et il se réservait le droit de racheter au bout de dix ans toutes les stations radiophoniques existant en vue de l'établissement éventuel d'un monopole public.

Tous les postes récepteurs sont assujettis à une taxe de 3 zloty par mois (le zloty vaut environ 3 francs). Les sommes ainsi recueillies vont dans les caisses de Polskie-Radio. Le recouvrement de ces taxes est assuré par l'administration des P. T. T. qui prélève 10 % sur chaque redevance. Malheureusement le nombre des auditeurs taxés est loin de correspondre à celui des auditeurs réels. On estime à 50 % le nombre de ces « écouteurs noirs » (Schwarzhörer) qui, pour ne payer aucune taxe, ne font aucune déclaration. Il est d'ailleurs prévu pour les délinquants des amendes assez élevées et, en certains cas, même la prison.

Projets.

La Pologne compte 6 stations de T. S. F., de création récente, puisque, à part la station de Varsovie inaugurée en mai 1927, les autres ont toutes été construites en 1927. Polskie Radio a, sur ses propres ressources, fait bâtir les stations de Varsovie, Cracovie et Vilna. Les autorités autonomes de Haute-Silésie consentirent un large emprunt pour la construction de Katowice. Quant à Poznan, Polskie Radio a accordé une sous-concession à une société locale qui dispose d'une totale indépendance dans le domaine financier comme dans celui des émissions.

Ainsi établi, ce réseau de broadcasting ne satisfait pas complètement les besoins de sans-filistes polonais, dont le nombre est en augmentation lente, mais constante. Aussi le gouvernement envisage-t-il des améliorations importantes dans les stations déjà en service, ainsi que des créations de postes nouveaux pour permettre aux « galénistes », nombreux dans toutes les régions, d'obtenir sur de modestes appareils d'excellentes réceptions.

C'est ainsi qu'il est question de doter le poste de Varsovie d'un transmetteur géant d'une puissance de 120 kilowatts

qui assurerait une bonne réception sur galène dans un rayon de 350 à 450 kilomètres. La puissance de la station de Vilna serait considérablement augmentée, afin que ses émissions puissent être facilement entendues dans la partie est et nord-est de la Pologne.

Deux stations nouvelles sont prévues, l'une à Gdynia, petit port de la mer Baltique, près de Dantzig, l'autre à Lemberg, ville importante de plus de 150.000 habitants, assez déshéritée au point de vue des auditions radiophoniques. Enfin, une station-relais sera vraisemblablement élevée à Lodz, centre de filature où la population ouvrière est très dense. Les programmes de cette dernière station compteront de nombreuses causeries sur l'agriculture, l'industrie, l'horticulture, le commerce, etc.

C'est à la Compagnie Marconi que le gouvernement a confié le soin d'améliorer son système de diffusion. C'est qu'en effet en Pologne l'industrie radio-électrique est pour ainsi dire inexistante. Tout au plus trouve-t-on à Lemberg une importante fabrique d'écouteurs. Par ailleurs, la presque totalité des appareils et des pièces détachées proviennent de l'étranger et dans le chiffre de ces importations, les marchandises allemandes sont dans la proportion de 95 %. Cela ne va pas d'ailleurs sans inconvénients : les droits de douane sont assez élevés : 12 zloty par kilogramme pour les appareils, 8 zloty par kilogramme pour les pièces détachées. Les prix de vente subissent de ce fait d'appréciables majorations et le prix des appareils est 100 % plus élevé qu'en Allemagne par exemple. Un écouteur se vend de 25 à 40 zloty, un haut-parleur de 50 à 450 zloty, un appareil à lampes de 150 à 2.000 zloty. On conçoit que, dans ces conditions, les sans-filistes polonais se contentent de simples appareils à galène et la chaîne radiophonique que le gouvernement se propose de réaliser n'a d'autre but que de permettre à tous ces galénistes de satisfaire le moins onéreusement possible leur plaisir de l'écoute.

Les programmes.

Le monopole dont jouit la Société Polskie Radio n'empêche pas les stations polonaises de jouir d'une grande autonomie pour l'organisation de leurs émissions. Des comités artistiques fonctionnent auprès de chaque poste, élaborant des programmes qui sont réalisés par des artistes locaux. Mais lorsqu'une station diffuse quelque chose d'intéressant, toutes les stations, reliées par des câbles, en assurent la retransmission.

Si la musique tient une large place dans les émissions polonaises, les causeries instructives et les conférences documentaires sont également fréquentes. Il en est de nombreuses, spécialement destinées aux agriculteurs, aux ouvriers, aux étudiants et aux enfants. Une ou deux fois par semaine des soirées littéraires sont organisées au studio en même temps que sont données des leçons de langues étrangères (français et anglais) qui sont très fidèlement et très attentivement suivies. Les Polonais font aussi un très large usage du « micro vagabond », ce micro qu'on transporte en tous les endroits

où se déroulent quelque manifestation intéressante, parfois même tout simplement dans la rue, sur une place, dans un hall de gare.

Enfin, la Pologne a été l'un des premiers pays d'Europe à organiser des échanges internationaux de programmes. C'est sur son initiative qu'une conférence groupant des délégués de la radiophonie autrichienne tchécoslovaque, allemande et polonaise s'est réunie à Varsovie pour étudier les conditions d'un échange régulier de programmes par relais entre les stations de Varsovie, Prague, Vienne et Leipzig. Bien qu'il faille attendre encore quelque temps avant que l'établissement de câbles spéciaux permette l'application intégrale du plan ainsi élaboré, plusieurs expériences ont déjà eu lieu et techniquement et artistiquement, elles ont été couronnées de succès. C'est ainsi que les cérémonies musicales organisées à Vienne en l'honneur du centenaire de Beethoven, et les fêtes de Salzbourg ont été relayées par Varsovie et Prague, tandis que les grands concerts de gala avec un programme de musique nationale furent transmis de Varsovie à Vienne et à Prague.

C'est d'ailleurs pour mieux reconnaître le mérite de ces heureuses initiatives que l'Union internationale radiophonique a nommé à la présidence de sa commission de coopération intellectuelle et artistique M. Z. Chamięcki, l'éminent directeur de la Société Polskie Radio.

Nul ne songea à contester l'importance que peuvent avoir, au point de vue du rapprochement des peuples, de pareils échanges internationaux. L'exemple de l'Europe centrale a été suivi. L'Angleterre, la Belgique et la France ont à leur tour, pratiqué avec succès des échanges de programme. En réalisant ainsi le « Locarno des ondes », la T. S. F. permet aux peuples de se mieux comprendre et, partant, de mieux s'aimer. Elles devient la véritable messagère de paix qui, par-dessus les frontières, se jouant des mesquines rivalités politiques, fait communier les sans-filistes de tous les pays, dans le même amour de l'art, de la poésie et de la musique.

Varsovie.

Varsovie fut la première des stations polonaises. Lors de sa mise en service — mai 1926 — sa puissance était de 1 kw 5, sa longueur d'onde de 400 mètres. A la fin de 1926, elle fut remplacée par une station plus puissante, qui travaille aujourd'hui avec 12 kw. Sa longueur d'onde a été élevée à 980 mètres, puis à 1.111, et à 1.411 (plan de Prague).

Varsovie est le véritable poste national de la Pologne. Ses programmes sont en général excellents, bien qu'on puisse peut-être leur reprocher un certain manque de variété. Les plus grands artistes polonais, les conférenciers et les professeurs les plus notoires chantent ou parlent devant son micro. Ses transmissions théâtrales, notamment, sont très appréciées.

Poznan.

Si Varsovie est la plus ancienne des stations polonaises, Poznan est la plus récente, peut-être même la plus mo-

derne par son installation. Fondée sous le patronage d'un comité présidé par M. Cyrille Ratapki, ancien ministre de l'Intérieur et président du conseil municipal de Poznan, cette station est exploitée par la société anonyme Radio Poznan, financée par l'Union des communes de Poznanie. Le nombre de ses auditeurs a passé, en deux ans, de 3.600 à 17.000 pour une population totale de 2 millions d'habitants que compte la Poznanie. « Radio Poznan », à laquelle « Polskie Radio » a, comme nous l'avons dit, consenti une sous-concession, perçoit 60 % de taxes d'auditeurs, tandis que l'Etat et Polskie Radio touchent chacun 20 %.

La station travaille huit heures par jour, et douze heures le dimanche ; le samedi même, de minuit à deux heures du matin, elle diffuse des concerts de musique légère. Son orchestre comporte 17 artistes. Au cours de l'année 1928, Poznan a transmis plus de 1.000 conférences, dont 3 par semaine pour les agriculteurs ; elle a diffusé 20 opéras du théâtre de la ville et 6 de l'Opéra de Katowice.

TCHÉCOSLOVAQUIE

C'est seulement en mai 1923 que fut transmis en Tchécoslovaquie le premier radio-concert. La diffusion était assurée par un modeste poste d'une puissance de 1 kw. installé à Kléby, aérodrome civil installé dans les environs de Prague. Cette première manifestation sans-filiste, dans un état nouveau que la guerre avait édifié sur les ruines du vieux empire austro-hongrois, fut accueillie sans grand enthousiasme. Les Tchéco-Slovaques considéraient l'invention nouvelle avec une certaine méfiance, portés qu'ils étaient à voir en elle une machine diabolique créée par la folie passagère des hommes, plutôt qu'un instrument de progrès.

Aussi, en octobre 1923, à une époque où, dans presque tous les pays, les sans-filistes se comptaient par milliers, le gouvernement Tchécoslovaque n'avait délivré en tout et pour tout que six licences. Disons tout de suite que, par la suite, de louables efforts furent faits pour rattraper le temps perdu et si, à la fin de 1924, le chiffre des auditeurs taxés n'était encore que de 1.560, il atteignait en décembre 1926 210.000, et en avril 1929, 346.545, ce qui représente une proportion honorable pour un pays de 14 millions d'habitants.

La première station de Tchécoslovaquie fut érigée en février 1925 à Strosnice, un faubourg de Prague : elle était de fabrication française et avait une puissance d'un demi-kilowatt. Elle fonctionna d'une façon satisfaisante pendant un an, puis fut transportée à Bratislava et remplacée par un poste de 5 kw. L'ouverture de la puissante station de Prague qui coïncida avec une heureuse diminution des droits de licence, marqua une ère nouvelle dans le développement de la radio tchécoslovaque. A l'heure actuelle, les stations tchécoslovaques sont au nombre de six : Bratislava, Brno, Kosice, Prague (2) et Moravska Ostrava. Le gouvernement, dont le président Masaryk est un sans-filiste averti, a fait une active propagande pour développer le goût de la T. S. F. parmi ses nationaux. La situation géographique

particulière de ce pays, en plein centre de l'Europe, lui crée en effet un incontestable privilège et légitime son effort qui, pour avoir été tardif, n'en est pas moins très méritoire.

Le monopole de la Société Radio-Journal.

La radio-diffusion dans la République tchécoslovaque est exploitée par la Société Radio-Journal, agence d'informations radiotéléphoniques, dont le siège social est à Prague, et qui fut fondée en 1923, tout d'abord comme une société purement privée. Le capital primitif de 500.000 couronnes fut souscrit par la société « Radioslavia », et un groupement de journalistes. Pendant la réorganisation, en 1925, l'administration d'État entra dans la société avec la majorité du capital (51 %), lequel fut porté à 1 million de couronnes.

buer les artistes et assurer les frais d'administration des postes.

La gestion de la Société incombe au conseil de gérance, composé de 7 membres et au conseil de surveillance, dans lequel siègent 4 membres. Le Président de la Société et les membres de ces différents conseils sont nommés par l'administration des P. T. T. Le gouvernement est représenté au conseil de gérance par 4 membres, au conseil de surveillance par 2.

En outre, un comité consultatif, dont la présidence est assurée par un représentant du ministre de l'Instruction publique, groupe des personnalités du monde artistique, littéraire et musical, qui donnent des directives générales quant à l'établissement des programmes et à l'amélioration des émissions.

Le Président actuel de la Société

des P. T. T., l'exploitation par son personnel des différents postes émetteurs.

Les programmes.

Au point de vue artistique, les programmes comportent des productions musicales, des transmissions d'opéras, de comédies et de concerts effectués dans différentes salles de spectacle de Prague, de Brno, de Bratislava, de Kosice, etc. La Société Radio-Journal organise en outre avec le concours de la Philharmonie tchèque des concerts hebdomadaires transmis de la grande salle Smetana du Palais des fêtes de Prague.

Au point de vue littéraire, des conférences instructives et attrayantes sont faites par d'éminents spécialistes. Chaque jeudi a lieu, sous la rubrique « radio-diffusion pour l'étranger », une conférence sur la situation sociale, économique et culturelle de la République tchécoslovaque.

Il faut citer enfin ses émissions agricoles spéciales à chaque région, des émissions particulières pour les enfants (théâtre de marionnettes, chansons, contes, etc.) pour la femme, la famille, des cours de langue étrangère, etc.

En ce qui concerne les nouvelles de presse, les informations économiques et les cours de bourse, la Société y procède d'accord avec le Bureau tchécoslovaque de presse (C. T. K.).

Les échanges internationaux de programmes sont fort en honneur en Tchécoslovaquie. L'an dernier, notamment, le poste de Prague a pris part à des transmissions internationales avec les postes polonais, autrichiens, yougoslaves, allemands, suisses et français, et il n'est pas besoin de rappeler le succès qu'a obtenu par exemple chez nous la transmission de la musique du grand compositeur national tchèque, Smetana.

Les stations. — Prague.

La station de Prague est le centre de la radiophonie tchèque. Elle est reliée avec Moravska-Ostrava, via Brno, et de Brno, avec Bratislava et Kosice. Sa puissance actuelle, qui est de 5 kw., va être considérablement augmentée. On projette en effet l'installation d'un nouveau transmetteur d'une puissance de 60 kw. antenne, qui serait placé à une cinquantaine de kilomètres de la ville, à Czeski Brod. Sa mise en service est prévue pour les premiers mois de 1930.

Il y a, à Prague, un grand studio pour les transmissions musicales et un petit studio pour les causeries et conférences. Un troisième studio, de construction récente, est pourvu de tous les aménagements de la technique moderne.

L'orchestre de Prague, qui est excellent, est dirigé par un compositeur tchèque très connu, M. Otovar Jeremias, qui a, comme adjoint, un jeune musicien plein de talent, M. Parik.

Sur les quatre speakers, trois sont des hommes, l'autre est une femme, qui fait les annonces en langues tchèque, anglaise, française et allemande.

Une spécialité de la station de Prague est le signal horaire émis journalièrement à midi et le soir, de l'Observatoire de Prague, puis les nouvelles de

STATIONS RADIOPHONIQUES DE L'EUROPE CENTRALE

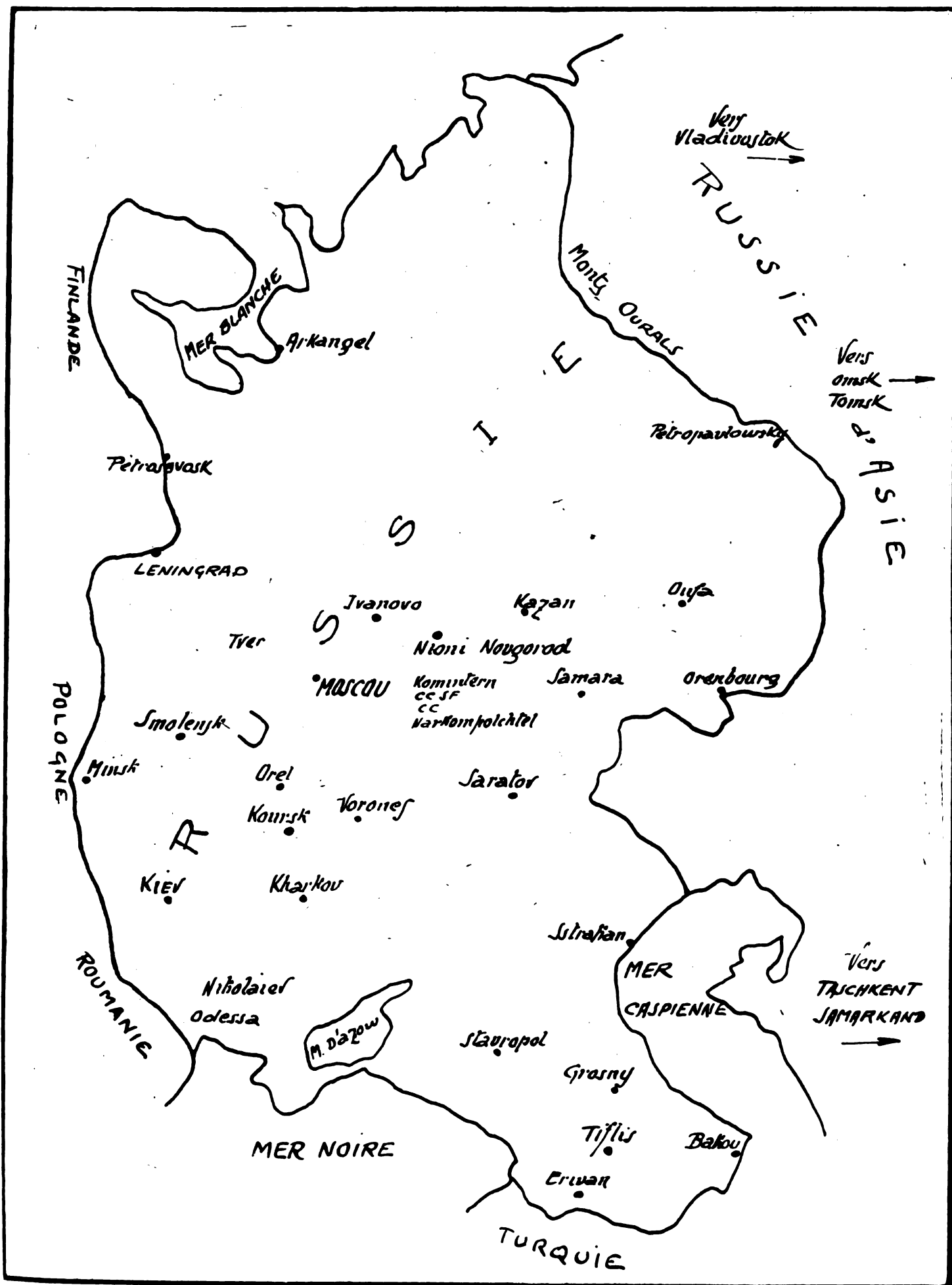
| Stations | Puissance
(kilow. ant.) | Fréquence
en kilocyc. | Longueur
d'ondes |
|---------------------------|----------------------------|--------------------------|---------------------|
| AUTRICHE | | | |
| Graz | 0,5 | 851 | 352 |
| Innsbruck | 0,5 | 1.058 | 283 |
| Klagenfurth | 0,5 | 662 | 1.153 |
| Linz | 0,5 | 1.220 | 246 |
| Vienne (Rosenhügel) | 15 | 581 | 517 |
| HONGRIE | | | |
| Budapest | 15,20 | 546 | 550 |
| POLOGNE | | | |
| Cracovie | 0,5 | 959 | 313 |
| Katovice | 10 | 734 | 408 |
| Poznan | 1,2 | 896 | 335 |
| Varsovie I | 12 | 212,5 | 1.411 |
| Vilna | 0,5 | 779 | 385,1 |
| Varsovie II | , | 1.400 | 214 |
| ROUMANIE | | | |
| Bucarest | 0,12 | 761 | 394 |
| TCHÉCOSLOVAQUIE | | | |
| Bratislava | 12,5 | 1.076 | 279 |
| Brno | 2,4 | 878 | 342 |
| Kosice | 2,5 | 1.022 | 293 |
| Prague I | 5 | 617 | 487 |
| Prague II | 5 | 1.202 | 250 |
| Moravska Ostrava | 10 | 1.139 | 263 |
| YOUgoslavie | | | |
| Belgrade | 2 | 698 | 429 |
| Ljubljana | 3 | 530 | 566 |
| Zagreb | 0,7 | 973 | 308 |

Par une concession spéciale du Ministère de l'Intérieur, la Société Radio-Journal obtint le monopole de la radio-diffusion pour tout le territoire. Les stations, cependant, furent construites par les soins et aux frais de l'administration des P. T. T., qui se chargea de leur entretien.

Les ressources d'exploitation sont fournies par l'encaissement d'une taxe d'abonnement, qui est de 10 couronnes par mois. L'administration des P. T. T. reçoit 60 % de ces recettes, les 40 % restants vont à la Société Radio-Journal pour couvrir ses frais généraux, rétri-

Radio-Journal est le Dr L. Sourek. L'ingénieur E. Svoboda est le chef du service technique, le Dr J. Krupka, le chef du service des programmes musicaux, le Dr M. Kares, le chef du service des programmes littéraires et artistiques.

D'une façon générale, la Société Radio-Journal est chargée du choix des programmes à radio-diffuser : elle conclut les contrats avec les artistes, les chanteurs et les musiciens ainsi qu'avec les conférenciers et les auteurs des œuvres artistiques : elle assure enfin, sous le contrôle du ministère



la C. K. T., dont les émissions se succèdent trois à quatre fois par jour. Le signal horaire, ainsi que le Bulletin qui le suit, constituent une partie des émissions journalières simultanées avec Brno et Bratislava.

Bratislava.

La nouvelle station de Bratislava, érigée dans la plaine du Danube, près de la frontière autrichienne, est une des plus puissantes de la jeune République. Elle est analogue à celle de Daventry Experimental 5 G. 13. Les appareils d'émission sont installés à Feriby, les auditions et les salles d'amplification sont à Bratislava. Les programmes sont transmis par Feriby et relayés, le cas échéant, par les autres stations tchécoslovaques de Prague, Brno et Kosice.

C'est dans le courant du printemps dernier qu'eurent lieu les essais du nouveau poste, sur la longueur d'onde de l'ancien poste de 0 kw. 5. La puissance actuelle est de 12 kw. 5. L'émetteur est pourvu des derniers perfectionnements de la pratique moderne. Dans la construction de la nouvelle station, on a particulièrement étudié au point de vue technique, les points suivants : grande constance de la longueur d'onde, indépendamment du réglage de l'alimentation, absence complète de tout changement de fréquence de l'onde porteuse due à la modulation, modulation profonde sans distorsion, absence du rayonnement d'harmoniques, caractéristique linéaire de fréquence dans toute la gamme utile de l'audibilité, disposition compacte, permettant cependant l'adaptation à divers montages, pour tenir compte des possibilités locales et de l'emplacement, et enfin réglage sur toute longueur d'onde de la gamme autorisée par la radiodiffusion.

Moravska-Ostrava.

Moravska Ostrava est une petite ville du bassin minier de la Moravie et

c'est pour faciliter l'écoute dans cette région habitée par une population ouvrière très dense que le gouvernement y a fait construire une station de T. S. F., dont l'inauguration a eu lieu le 1^{er} juillet dernier.

La station de transmission est située à 8 kilomètres de la ville, près du petit village de Svinov. Les bâtiments sont d'une architecture toute moderne et l'antenne, en forme de T, est supportée par deux pylônes de 52 mètres de hauteur qui s'élèvent sur une colline dénudée. Le transmetteur a été fourni par l'International Standard Electric Corporation de Londres.

Le studio, — qui peut contenir 40 musiciens, — et la salle de contrôle, sont au centre même de Moravska-Ostrava, près du Théâtre.

Actuellement, les émissions ont lieu en semaine, de 5 heures du soir à 10 h. 30, le dimanche, de 7 heures du matin à 10 heures du soir. Très prochainement, les programmes comporteront un concert quotidien à midi et un autre dans l'après-midi, suivi d'une causerie. Les annonces sont faites en tchèque et éventuellement, au cours de programmes spéciaux, en français, allemand et anglais.

* *

Dans tous les postes émetteurs tchécoslovaques est introduit un trafic simultané qui permet de procéder aux transmissions ininterrompues les dimanches et jours de fête et, dans la soirée, les jours ouvrables. A cet effet, l'administration des P. T. T. met à la disposition de la Société Radio-Journal les circuits téléphoniques nécessaires jusqu'à la frontière et cela à titre gratuit. Les transmissions des théâtres, des salles de concert, puis celles des événements importants, sportifs et autres, sont effectuées par des lignes téléphoniques et retransmises à l'aide de l'installation simultanée aux différents postes émetteurs. Ces temps der-

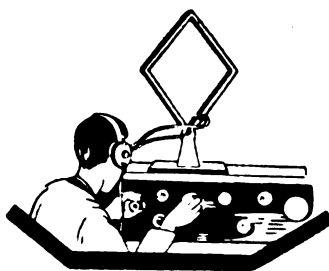
niers, ces transmissions ont été étendues à d'autres villes comme Karlovy-Vary, Mariánské Lázně, Pödebrady, Třebíčské-Téplice, les quatre plus importantes stations thermales de la Tchécoslovaquie, Kolin, Pardubice, Pelzen, Znojmo, etc.

N. D. L. R. — Nous recevons la lettre suivante que nous nous faisons un plaisir d'insérer.

...Je vous serais infiniment reconnaissant de bien vouloir, pour l'histoire, faire savoir à vos lecteurs que la première émission du poste de Lausanne fut faite en 1922, au commencement de septembre avec une station de 500 Watts antenne de la S. I. F. Vous avez d'ailleurs publié la photo des « pylônes » (mâts tubulaires de 50 mètres) et du « poste de l'aviation de Lausanne (champ de l'air) » dans votre numéro 61 d'avril 1929. Cette station, appartenant à la municipalité de Lausanne, sous la direction du chef de poste M. Pièce, outre son service météorologique et d'aviation entreprit des concerts, d'abord avec le secours d'un phonographe et de quelques solistes, puis des concerts normaux. Ce n'est qu'environ deux ans plus tard que la station Marconi fut installée dans une pièce voisine et vint remplacer pour le broadcasting le H. B. 2 de 1922. Je crois qu'il serait injuste vis à vis de nos amis suisses de ne pas reconnaître que la ville de Lausanne a d'abord pensé à l'industrie française pour installer sa station de T. S. F.

Quant aux deux photographies publiées page 17 du numéro 67 du Q. S. T. il n'eut peut être pas été dénué d'intérêt de signaler à vos lecteurs que cette retransmission originale était donnée à plus de 100 kilomètres de Lausanne et à 2.000 mètres d'altitude...

L. MIDY, Ing. A et M.
chargé du montage de la station de Lausanne en 1922.



LA TECHNIQUE de L'ELECTRICITE

Le circuit magnétique

(Suite)

par P. FARAD

■ ■ ■ ■ ■

GÉNÉRALITÉS

DIVERSES réflexions au sujet de cette question m'ont amené, d'une part, à des conclusions, d'autre part, à un programme que je voudrais commencer par rappeler.

Quant aux conclusions, en restreignant le problème aux éléments qui nous intéressent, — c'est-à-dire l'utilisation d'une carcasse qu'on a entre les mains, — nous sommes arrivés à l'essentiel suivant :

Une machine ou un transformateur comporte une partie essentielle : son circuit magnétique, dont le rôle unique est de canaliser, de conserver le flux magnétique le mieux possible.

Ce circuit se compose essentiellement de deux matériaux :

L'air, dont la perméabilité est égale à l'unité et qui constitue les entrefers entre les éléments tournants et ceux fixes ;

Le fer, qui remplit tout le reste de la carcasse.

J'ai étudié les définitions des quatre constantes essentielles :

| | |
|---------------------------|--|
| le champ magnétique H , | |
| l'induction B , | |
| la perméabilité μ , | |
| le flux Φ , | |

valeurs qui sont liées entre elles par les relations bien connues

$$B = \mu H$$

$$\Phi = BS$$

Il résulte de ceci qu'il suffit de connaître B et μ pour que le problème soit résolu.

Dans le précédent article, j'ai donné les définitions essentielles de toutes ces quantités. Nous allons étudier successivement, dans cet article, pour arriver rapidement aux applications :

A) Les lois de variations de B et de μ ;

B) Les mesures de ces grandeurs ;

C) Les pertes dans le circuit magnétique ;

D) Les joints et les entrefers ; leur action sur la valeur moyenne des constantes ci-dessus ;

E) Les électro-aimants de portage. Je pense que ces questions n'allongeront pas trop cet article, mais je m'arrangerai pour être certain de commencer l'application dans le prochain article.

Je n'aurai en vue que les fréquences musicales, c'est-à-dire inférieures à 5.000 périodes par seconde, laissant complètement de côté le problème relatif aux fréquences radio-électriques qui est d'une tout autre texture et semble d'un intérêt pratique réduit pour l'amateur.

A) Les variations de B et μ .

Nous avons vu précédemment que, connaissant B et μ , on pouvait caractériser un fer au point de vue magnétique. Il est donc intéressant de savoir sur quelles bases on peut tabler, tout au moins en moyenne, pour des valeurs concrètes de ces grandeurs.

Les considérations qui vont être développées dans ce paragraphe doivent être considérées comme essentiellement spéculatives, car il faut bien se pénétrer de cette idée que seules les mesures peuvent donner des indications ayant une valeur certaine. Un projet préalable peut toutefois être fait sans cela, mais une précision acceptable ne saurait être escomptée ainsi.

Auparavant, on me permettra de signaler une manière d'opérer qui simplifie beaucoup les considérations préalables. Elle ne sera qu'esquissée ici, car j'y reviendrai ultérieurement.

Se pénétrant bien de cette idée que la grosse difficulté du problème réside dans le fait des incertitudes de détermination de B et de μ , on peut dégrossir beaucoup la question comme suit : bien entendu, il n'est toujours question que de rebobiner pour de nouvelles fins un noyau existant. En général, sur celui-ci existait un enroulement répondant à certaines données et, par une analyse assez serrée du problème, on peut, en extrapolant, pourvu que les fréquences de travail ne soient pas très différentes, obtenir une valeur suffisamment approchée des grandeurs qui nous intéressent actuellement.

Par exemple, ayant en main un transformateur dont on connaissait les données de travail et le rendement satisfaisant, on peut connaître aisément :

a) La longueur de la spire moyenne ;

b) La surface de noyau de fer.

c) Le nombre des spires (quand ce ne serait que d'une manière approchée par une mesure de résistance).

On est en mesure d'en déduire les valeurs de B et μ qui ont été employés pour l'établissement de ce matériel.

Bien sûr, on peut espérer arriver à des valeurs meilleures, mais ce procédé permet un dégrossissage rapide du travail et donne, en général, des résultats très acceptables. J'insisterai plus loin sur cette question.

Deux principes généraux régissent les variations de B et μ . Ce sont les suivants :

a) Pour un échantillon de fer donné, qu'on peut admettre travailler à une température constante et réduite et à une pression uniforme, la perméabilité μ diminue quand la fréquence augmente ;

b) Dans les mêmes conditions de travail, μ est fonction de B .

Sans entrer dans des considérations relatives aux raisons de ces variations, nous allons les examiner successivement.

Comme je l'ai déjà signalé, je laisserai complètement de côté ce qui a trait aux fréquences très élevées, me bornant à la gamme acoustique. De plus, je donnerai, en confirmation de ce qui précède, aussi peu de chiffres que possible, car ils ne signifient rien en dehors des cas particuliers pour lesquels ils ont été établis.

En appelant :

B , l'induction à très basse fréquence, pour un champ magnétique H d'intensité donnée ;

B_u , l'induction, dans les mêmes conditions, à une fréquence acoustique ;

H l'amplitude maxima du champ magnétisant ;

$2d$ l'épaisseur de la feuille de tôle envisagée ;

σ la résistivité (en C.G.S.) du métal constituant la carcasse ;

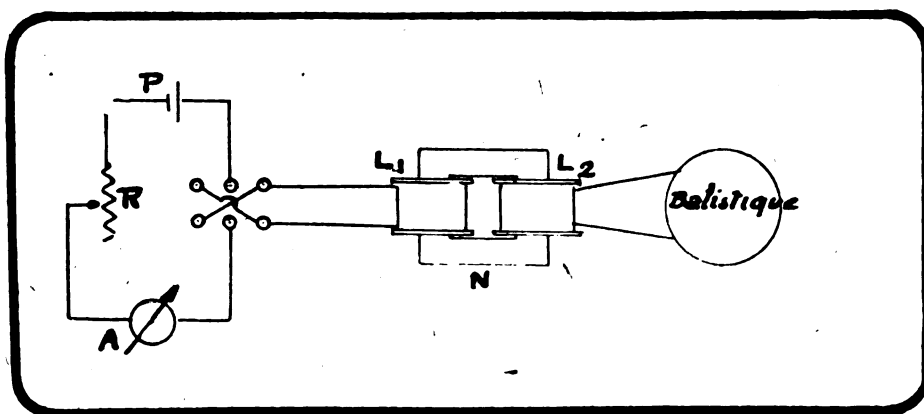


Fig. 1

f la fréquence de travail ;
 μ la valeur de la perméabilité en courant continu pour un champ d'intensité H ;
 et en posant

$$m = 2 \sqrt{\frac{\mu F}{\sigma}}$$

en considérant aussi que chx et shx représentent les lignes hyperboliques de x , il vient :

$$B_n = B_l \left[\frac{1}{dm\sqrt{2}} \left(\frac{ch 2ma - \cos 2ma}{ch 2ma + \cos 2ma} \right) \right]$$

Voici quelques chiffres relevés dans le Formulaire de l'Ecole Supérieure d'Electricité qui préciseront les valeurs qu'on est en droit d'attendre. Il faut pourtant bien se persuader que les écarts entre les différents échantillons sont grands et que ces chiffres ne constituent que des ordres de grandeur.

Aux fréquences industrielles — de l'ordre de 50 à 60 périodes par seconde — on a :

| H | B | | μ | |
|-----|----------|-------------------|----------|-------|
| | Fer doux | Acier au silicium | Fer doux | Acier |
| 1 | 2.000 | 4.000 | 2.000 | 4.000 |
| 2 | 6.000 | 7.000 | 3.000 | 3.500 |
| 4 | 9.800 | 10.500 | 2.450 | 2.625 |
| 10 | 13.500 | 13.500 | 1.350 | 1.350 |
| 15 | 14.500 | 14.000 | 970 | 935 |
| 20 | 15.000 | 14.800 | 750 | 740 |
| 100 | 18.000 | 16.000 | 180 | 160 |
| 400 | 21.000 | 19.900 | 55 | 50 |
| 500 | 21.300 | 20.100 | 42 | 40 |

Avant de traiter ce qui a trait aux fréquences musicales ou acoustiques, je voudrais faire quelques remarques sur les variations de B ou μ en fonction de H .

On remarquera :

1° Que B croît en même temps que H , mais beaucoup plus rapidement pour les faibles valeurs que pour celles élevées ; on arrive ainsi à la forme bien connue de la couche d'hystérésis. Ceci est un fait trop connu pour que j'insiste davantage ;

2° L'écart entre les valeurs relatives au fer doux et à l'acier au silicium est important, mais diminue au fur et à mesure que le champ H augmente ; partant d'un écart de 2.000 pour :

$$H = 1$$

on obtient finalement un écart de 2 seulement quand :

$$H = 500$$

Il s'ensuit que l'importance de la nature du métal est plus grande pour les faibles champs que quand on travaille à induction élevée. Il semble qu'il y ait un plafond pour tous les métaux et qu'il soit le même. Ceci peut être intéressant comme fil directeur d'une étude sur la constitution de la matière ;

3° Enfin, et ceci est plus pratique comme conclusion, partant, respectivement, pour le fer doux et l'acier au silicium, de valeurs

$$\mu = 2000 \quad \text{et} \quad \mu = 4000$$

pour

$$H = 10$$

on obtient des valeurs identiques de μ ; avant cette donnée de fonctionnement, c'est l'acier au silicium pour lequel μ est le plus grand.

Au contraire, au-dessus de

$$H = 10$$

l'écart est assez faible, mais c'est le

fer doux pour lequel μ est le plus grand.

Au point de vue pratique, sans envisager aucunement le problème des pertes que nous étudierons plus loin, il y a donc avantage, pour obtenir la plus grande valeur de la perméabilité, à se servir :

du fer doux pour les grandes valeurs du champ ;

de l'acier au silicium dans le cas inverse.

Nous verrons plus loin comment on peut relever facilement ces courbes et en déduire d'intéressantes applications.

Aux fréquences musicales, en plus de la formule qui a été donnée plus haut, on peut faire état de quelques chiffres suivants. L'intérêt de cette question est double :

a) D'une part, les nouveaux magnétiques des impédances de liaison des amplificateurs à basse fréquence, des enroulements de modulation, etc., travaillent dans ces conditions ;

b) D'autre part, un certain nombre d'amateurs émetteurs possèdent de ces merveilleux petits alternateurs à fréquence musicale servant à l'alimentation des postes à ondes amorties pendant la guerre, soit à terre, soit au bord des avions. Dans ce cas, la fréquence produite varie de 300 à 1.000 périodes par seconde environ. Leur utilisation, pour fournir la tension plaque et le chauffage des émetteurs, est tout indiquée, comme je l'ai montré au cours d'un article sur le redressement.

Je rappellerai ici les avantages que l'on rencontre dans l'emploi de fréquences musicales pour l'alimentation

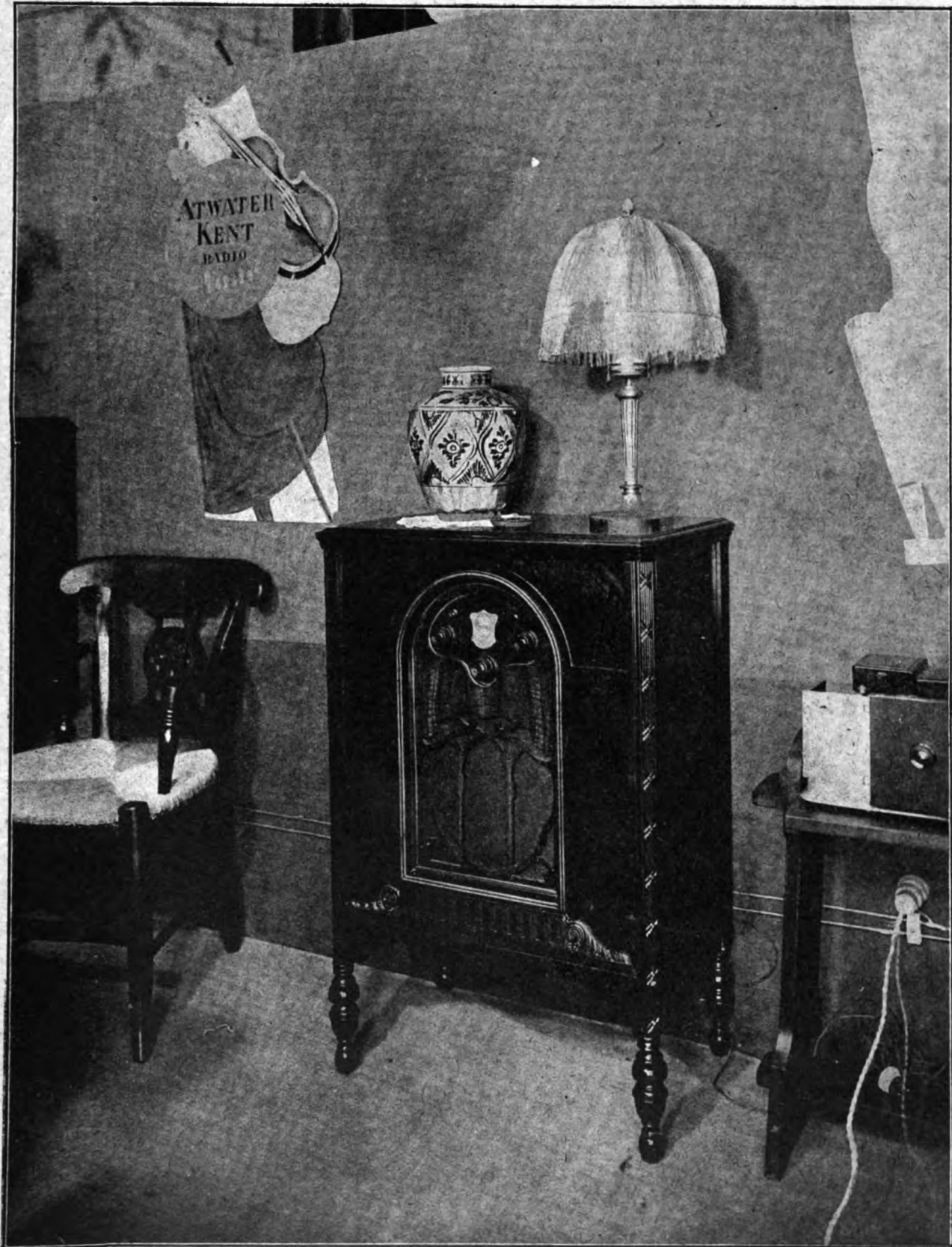
a) Des redresseurs,

b) Des filaments des oscillatrices.

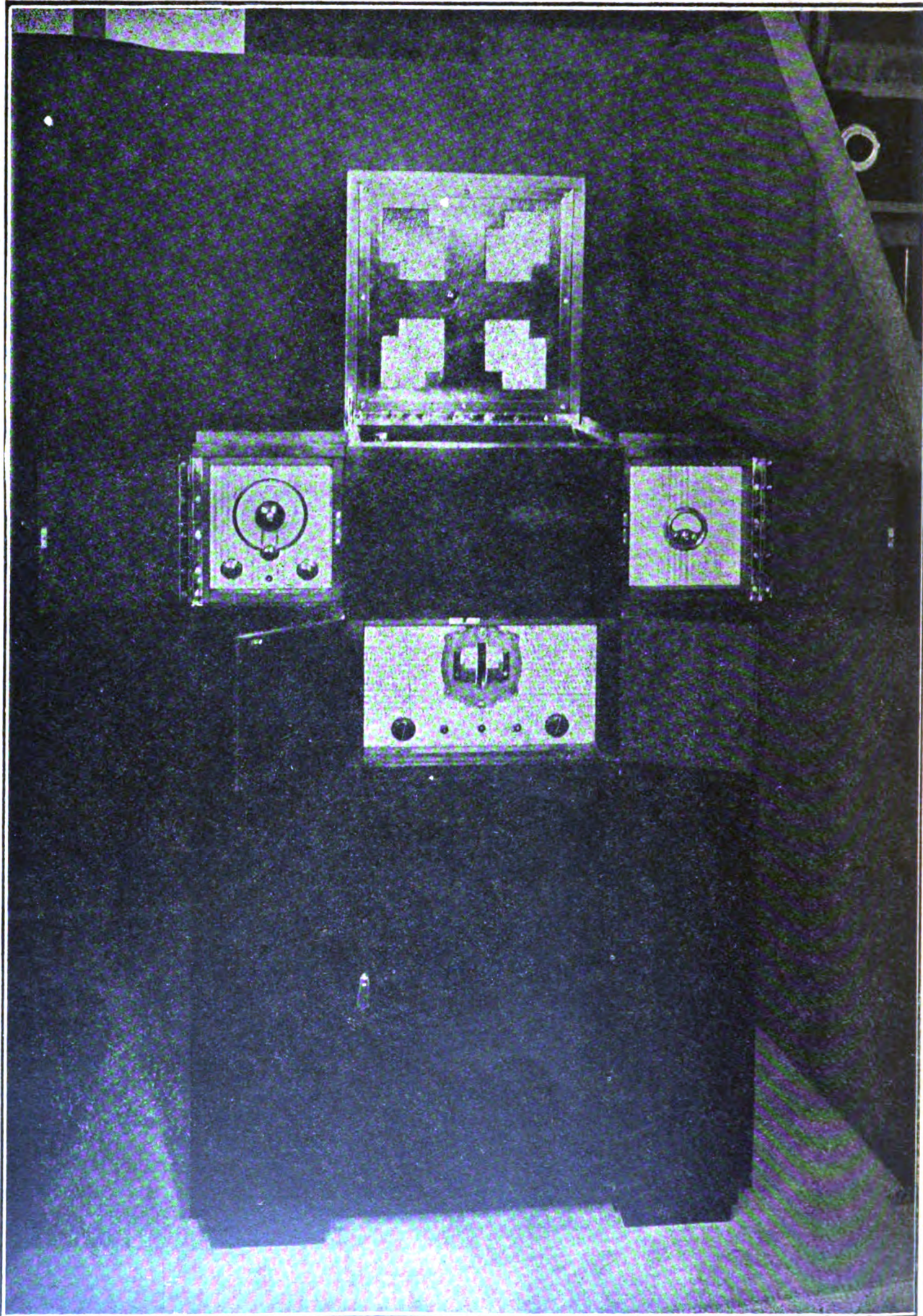
Pour le redressement en lui-même, le gain est inexistant, mais la question du filtrage est très facilitée et simplifiée ; les enroulements sont beaucoup plus petits et une même cellule assure une efficacité beaucoup plus grande ; inversement, une capacité donnée est beaucoup plus efficace. Enfin, un tel alternateur, s'il n'est pas surchargé, donne une fréquence beaucoup plus stable que le secteur, non pas d'un point de vue absolu, mais parce que la pureté est incomparablement meilleure. Ceci tient à la simplicité du circuit d'utilisation.

Pour l'alimentation du filament des oscillatrices, l'emploi d'une fréquence musicale améliore beaucoup l'émission. D'une part, comme ci-dessus, la constance de la tension est très supérieure ; j'aurai, dans quelque temps, l'occasion d'entretenir le lecteur de la question de la régulation si intéressante tant en elle-même que par les multiples autres applications auxquelles elle conduit.

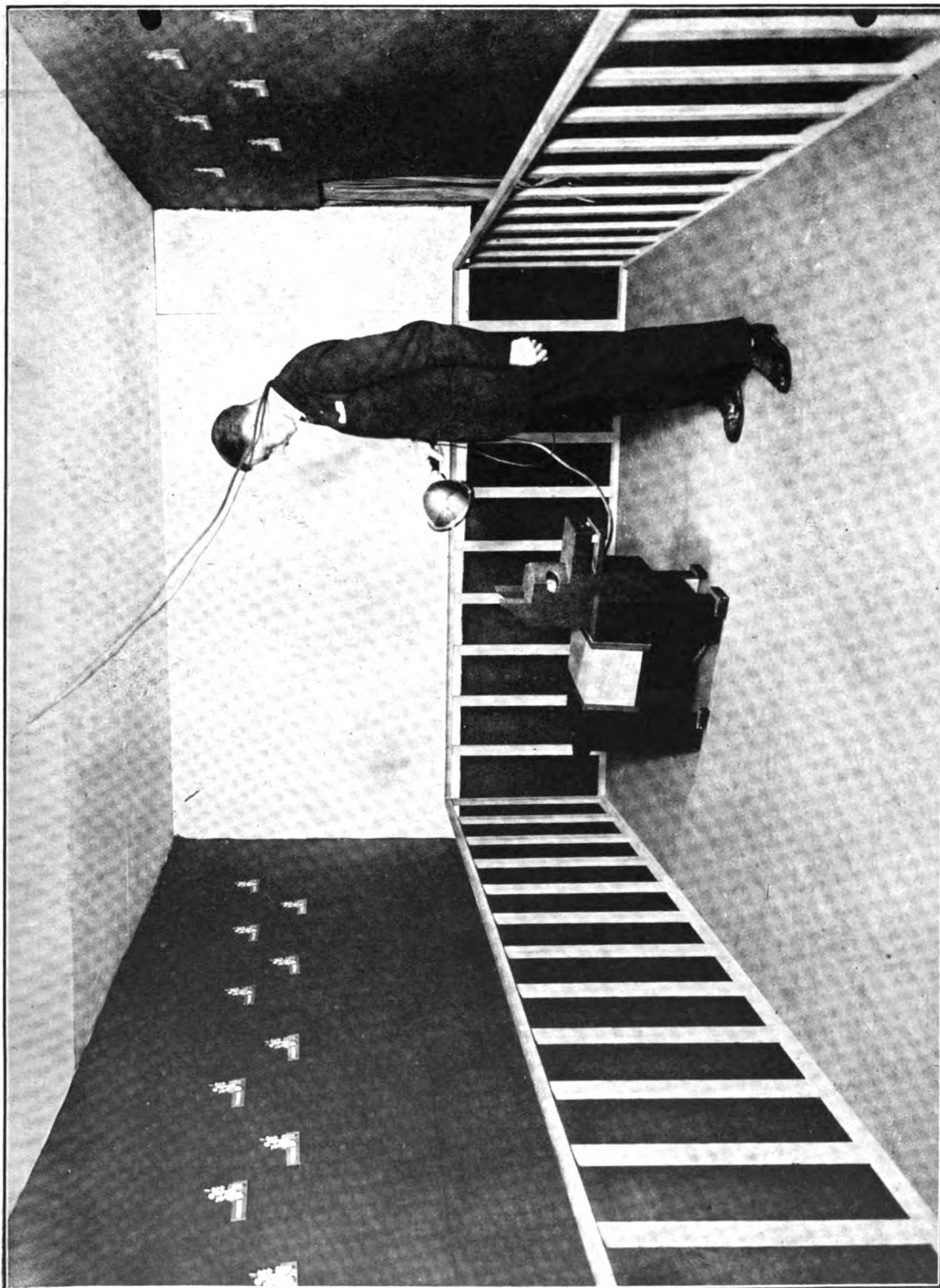
D'autre part, et cette considération paraît un peu méconnue, l'alimentation directe sur l'alternatif est très



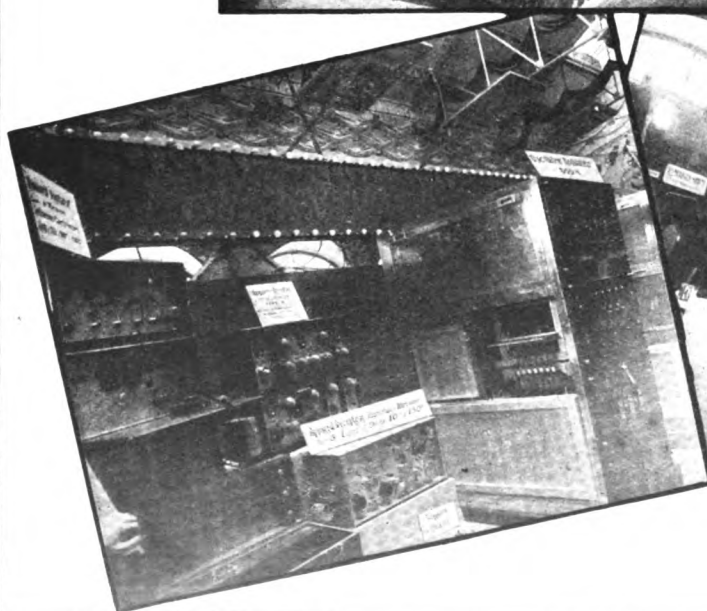
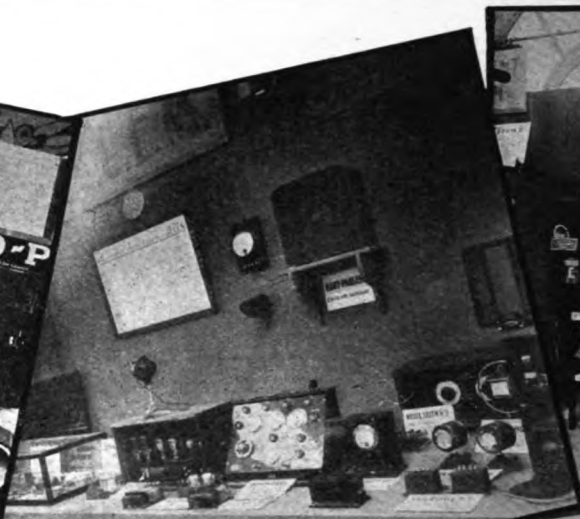
AU SALON INTERNATIONAL DE PARIS.

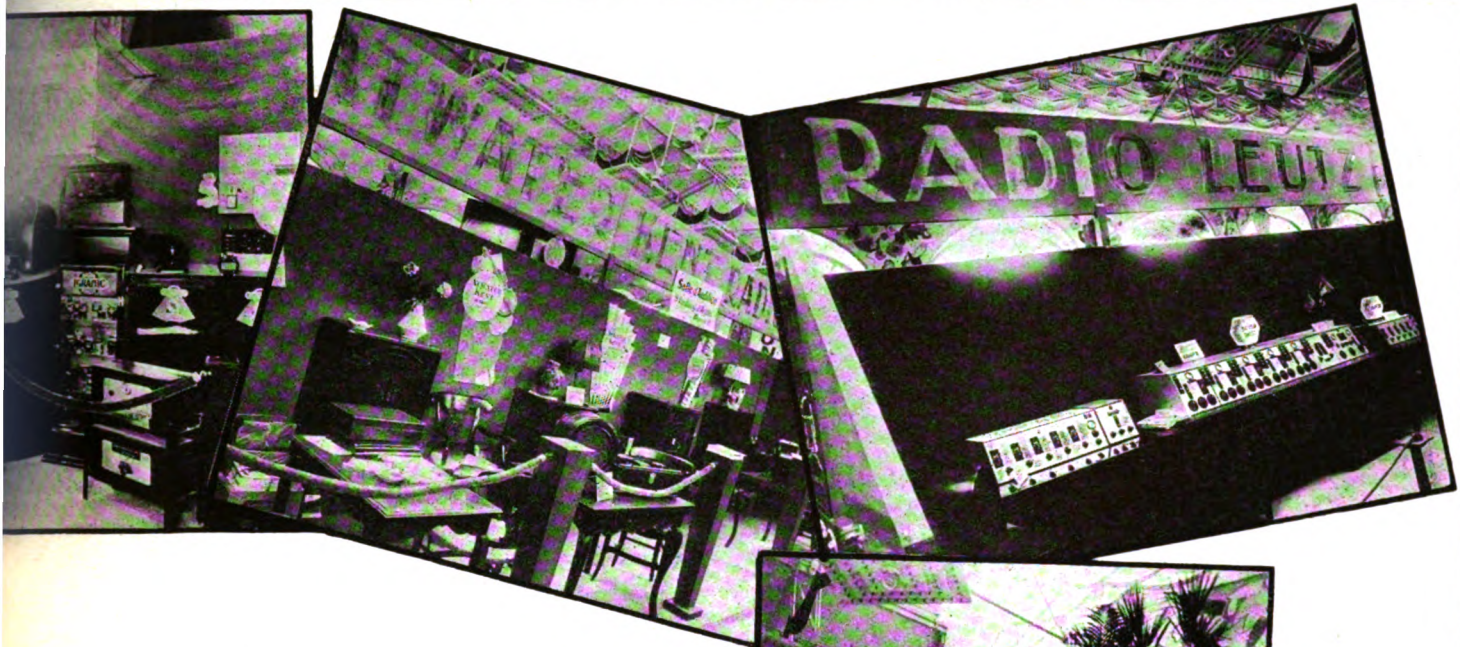


AU SALON INTERNATIONAL DE PARIS.

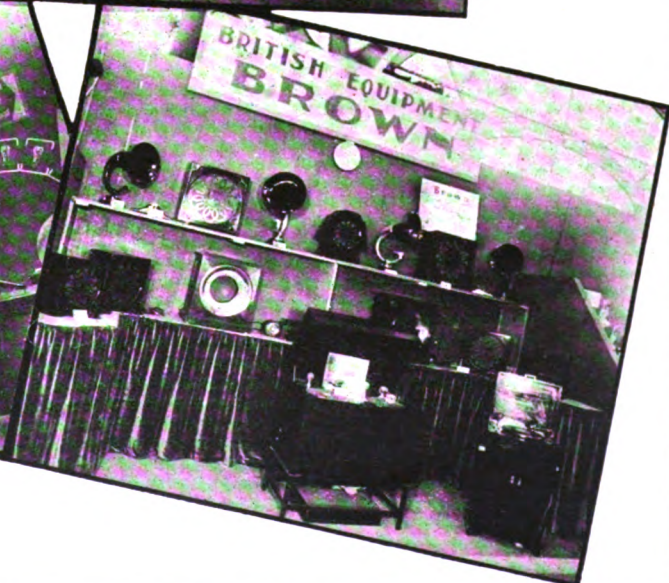
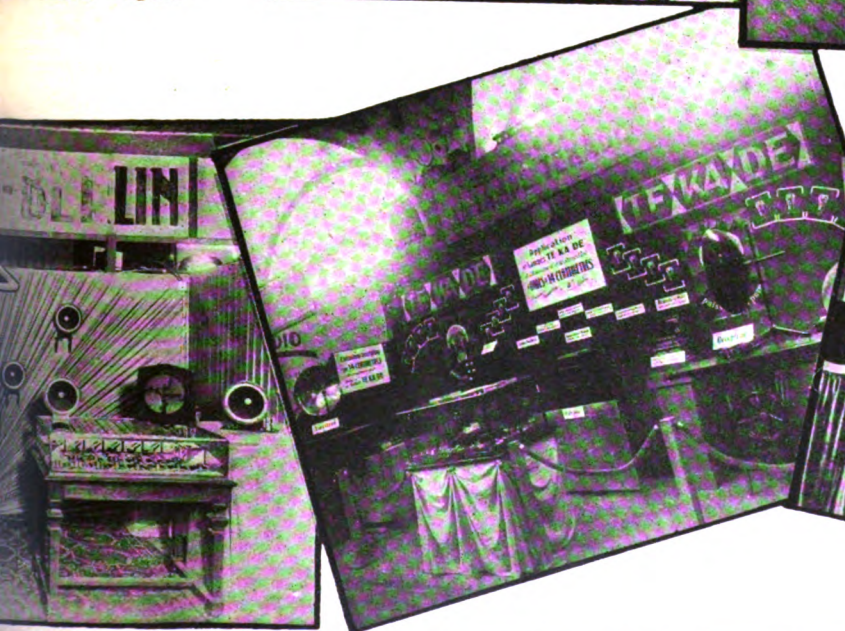
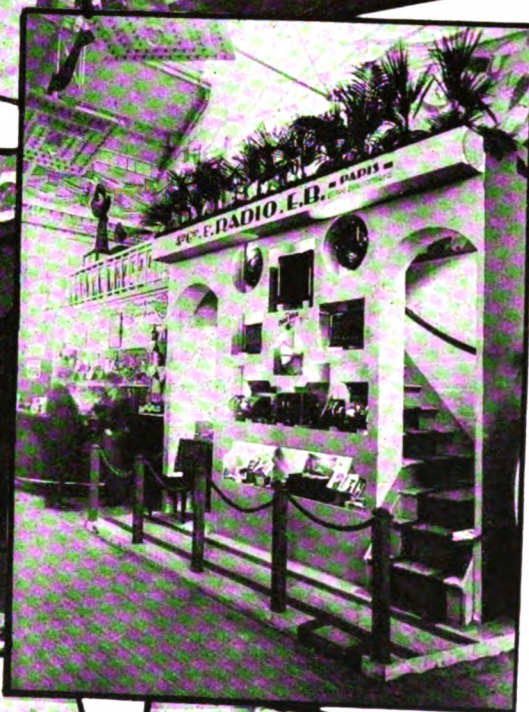
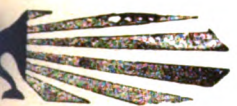


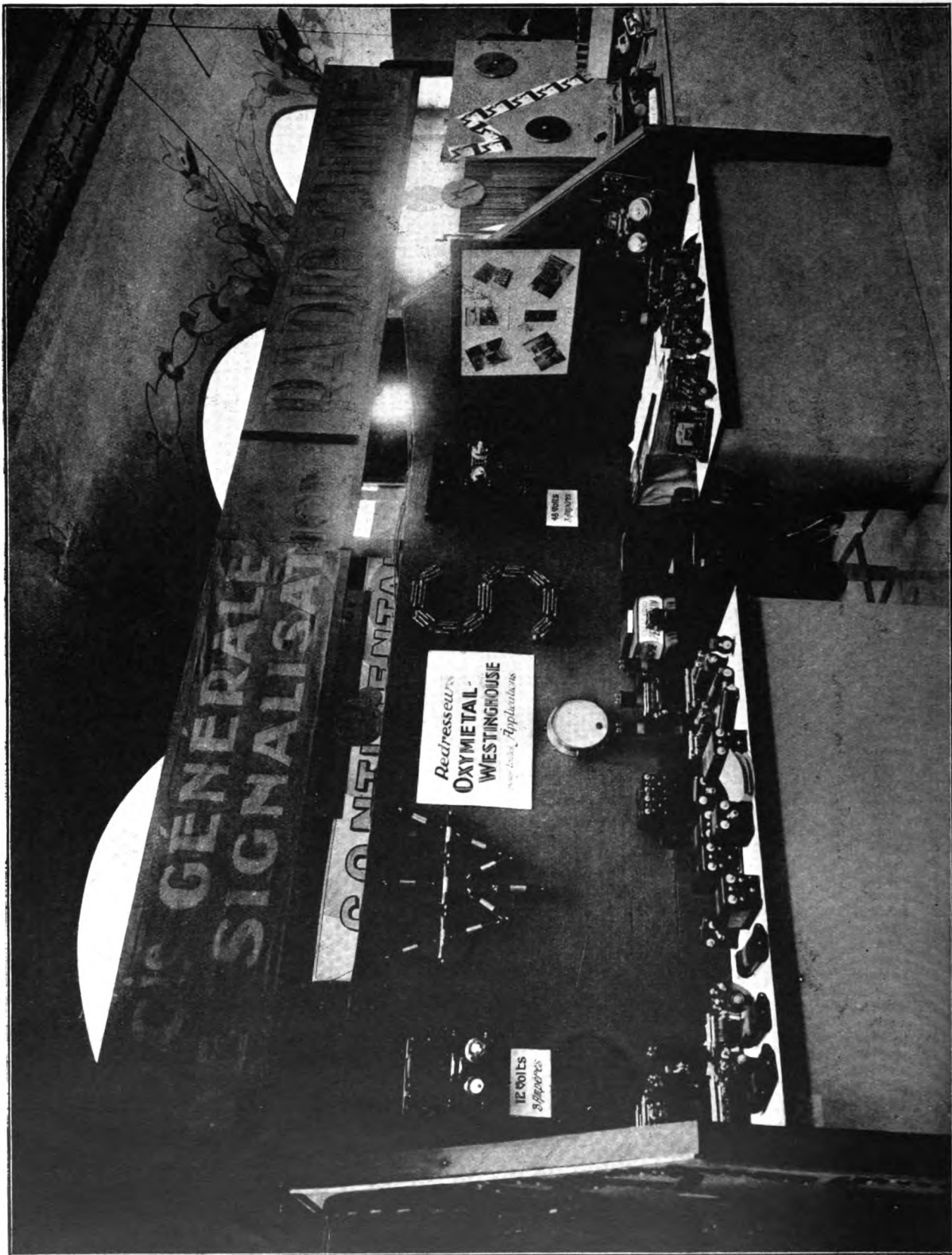
AU SALON INTERNATIONAL DE PARIS. — LE CHIEN ÉLECTRIQUE PHILIPS-RADIO.



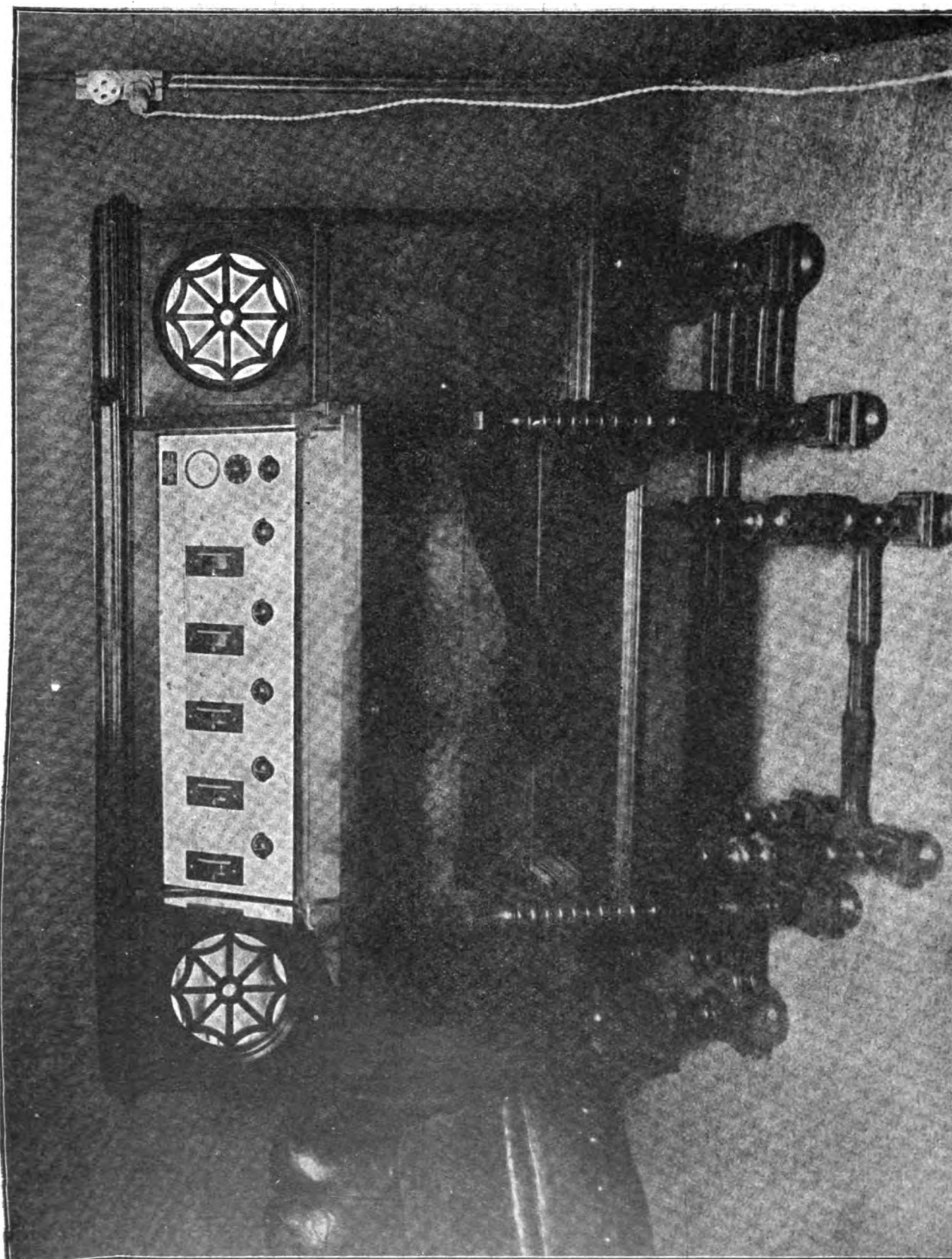


ON -
TIONAL
RIS

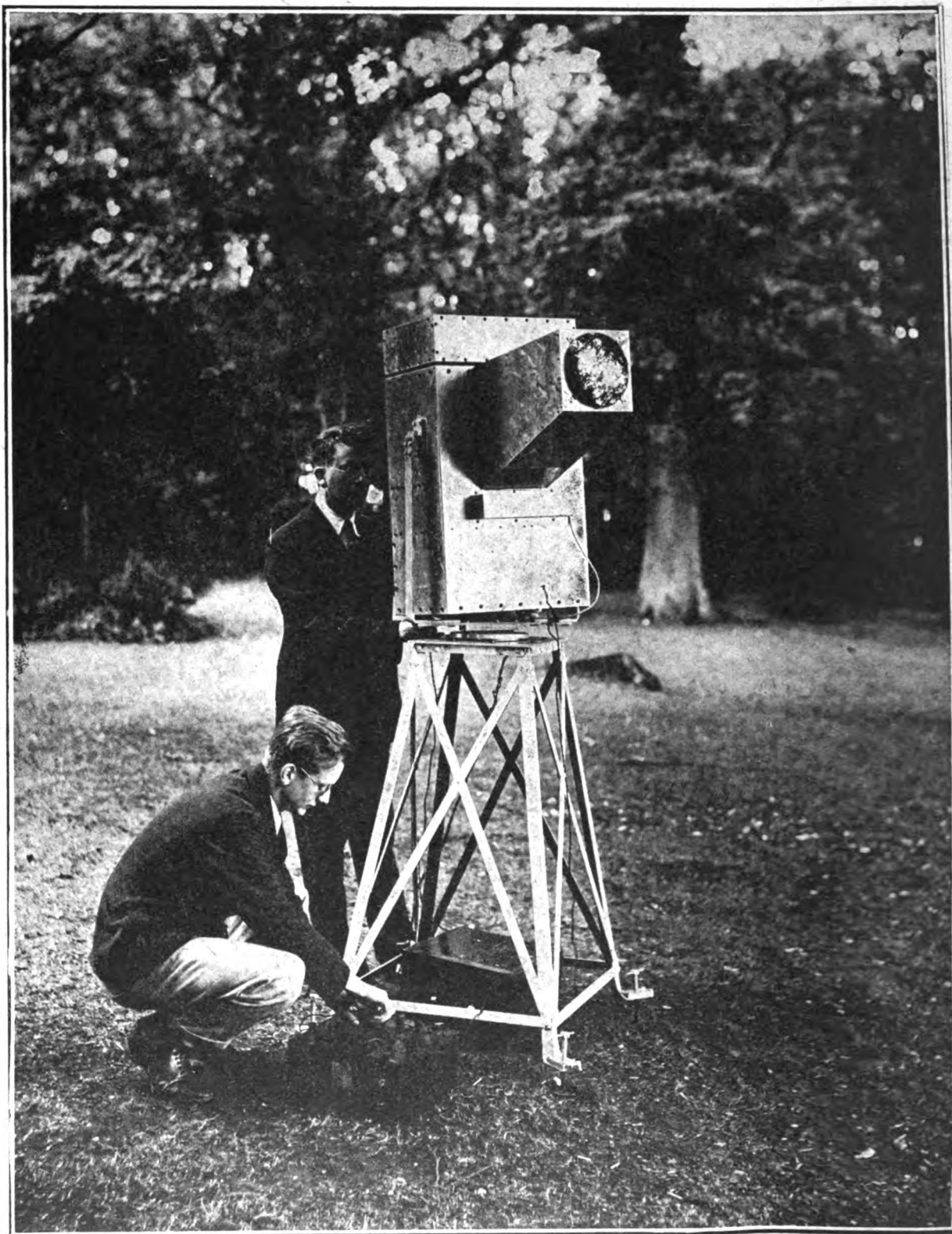




AU SALON INTERNATIONAL DE PARIS.



AU SALON INTERNATIONAL DE PARIS.



L'INVENTEUR JOHN-L. BAIRD ET SON " NOCTOVISOR "
QUI PERMET DE VOIR A TRAVERS LE BROUILLARD.

simplifiée ; il est inutile de parler ici d'inertie calorifique ; la modulation est absolument nulle et le résultat dépasse toutes les espérances. Sous peu, je reviendrai sur cette question.

Cette justification de l'intérêt de fréquences musicales étant faite, voici quelques chiffres puisés à la même source que ceux ci-dessus.

Le premier exemple a trait à des tôles ordinaires ; les mesures ont été faites à 1.000 périodes :

| H max. | B | μ |
|--------|-------|-------|
| 2 | 2.000 | 1.000 |
| 3 | 2.700 | 900 |
| 4 | 3.500 | 875 |
| 5 | 4.500 | 870 |

Les chiffres sont considérablement plus faibles que pour le cas précédent.

Le second exemple se réfère à des tôles d'acier comportant 2 % de silicium :

| H max. | B | μ |
|--------|--------|-------|
| 2,5 | 5.000 | 2.000 |
| 3,5 | 7.000 | 2.000 |
| 4,5 | 9.000 | 2.000 |
| 5,5 | 11.000 | 2.000 |

On constate un gain très net par rapport à l'exemple précédent. Ces chiffres indiquent bien les ordres de grandeur pour les champs considérés. Nous verrons ultérieurement quelles sont les modifications à apporter à ces données dans les calculs par suite des valeurs beaucoup plus faibles du champ que l'on rencontre en pratique dans les transformateurs de liaison des amplificateurs.

Il est intéressant de conclure de suite que les caractéristiques essentielles des données magnétiques d'un morceau de fer sont essentiellement variables suivant la nature de l'échantillon ; il faut ajouter à cela les influences de la chaleur et du travail ; par contre, l'âge n'agit pas sensiblement sur les éléments initiaux. Il faut, par suite, se garder de faire des mesures si on a besoin de travailler le fer ultérieurement ; on aurait beaucoup de chances à arriver à des résultats faux. Je n'insiste pas sur cette question, car il y aurait un volume à écrire sur cette question... et ceci a déjà été fait par des auteurs plus compétents que moi.

B) Les mesures de B et μ .

Etant donnée une machine ou une carcasse de transformateur qu'il s'agit de rebobiner pour obtenir un fonctionnement différent de celui initial, la solution la plus élégante consiste à étudier le bobinage initial, ainsi que les résultats annoncés par la plaque apposée par le fabricant ; en reprenant les équations qui ont déjà été rappelées et qui seront développées ultérieurement, on en déduit B et μ . Mais ceci suppose qu'on puisse se

rendre compte aisément des données du problème ; en particulier, si un bobinage primaire est généralement facile à étudier par suite du nombre réduit des spires, il n'en va plus de même si c'est le secondaire dont on

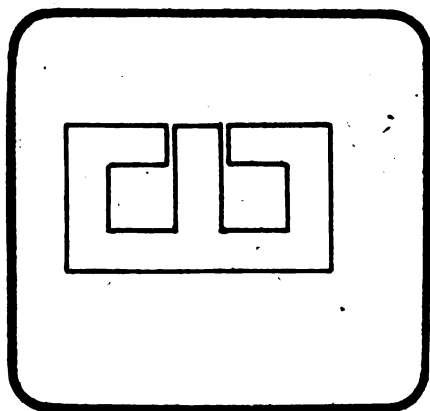


Fig. 2

dispose. Enfin, il peut arriver qu'on n'ait à sa disposition qu'un noyau sans aucune indication sur le fonctionnement antérieur. Il est donc intéressant de connaître d'autres méthodes pour la détermination de ces constantes.

Je n'indiquerai maintenant qu'une seule méthode, car la suivante trouvera sa place logique au dernier paragraphe de cet article, celui ayant trait aux attractions par aimants et électro-aimants.

On emploie comme appareil de mesure un galvanomètre balistique, c'est-à-dire à oscillations lentes et très peu amorties. On sait que, dans ce cas, une charge d'électricité q procure une déviation α définie par :

$$q = k\alpha$$

k étant une constante de l'appareil.

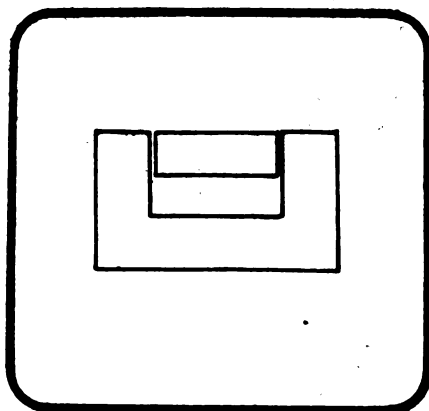


Fig. 3

On peut l'utiliser pour mesurer le flux d'induction à travers une bobine L_2 entourant le noyau N à étudier. Ceci est particulièrement intéressant quand les tôles ont la forme des figures 2 ou 3. On établit ou on supprime le

flux, comme nous le verrons plus loin. La variation de flux Φ sera obtenue par la formule suivante :

$$\Phi = 9r \cdot 10^8$$

expression où

q est la quantité d'électricité mesurée par le galvanomètre,
 r la résistance du circuit où se trouve L_2 .

Or, d'autre part, si s est la surface moyenne des spires de la bobine L_2 , dite explorative, on sait que l'on a

$$\Phi = Bs$$

d'où on déduit facilement la valeur de l'induction B.

Comment détermine-t-on la valeur correspondante du champ H ? Soient i l'intensité du courant passant dans L_2 , mesurée par l'ampèremètre A et mise au point par la résistance R qui limite le débit de la pile P à la valeur voulue,

n le nombre des spires de l'enroulement L_2 ,

l la longueur de la bobine L_2 , entre spires extrêmes,

On sait que l'on a

$$H = 1,25 \frac{ni}{l}$$

expression dans laquelle on exprime i en ampères,

l en centimètres.

On a donc B et H ; on en conclut que :

$$\mu = \frac{B}{H} = \frac{\Phi l}{Sni \times 1,25} = \frac{9rl \cdot 10^8}{1,25 nis}$$

On remarquera que $\frac{l_2}{ns}$ représentent une constante pour une série de mesures ; il suffit donc de calculer le rapport $\frac{q}{i}$

Le mode opératoire est le suivant : on met le courant dans un sens et on exécute une mesure ; puis, on agit de même en inversant ; on continue ainsi en augmentant l'intensité i petit à petit. On relève donc ainsi une courbe d'hystérésis dont la forme bien connue est rappelée par la figure 4.

En général, cette étude complète paraît tout à fait inutile et une seule mesure concordant avec les conditions de travail que l'on s'est imposées donne des résultats suffisants. Dans ce cas, on adopte un courant i tel que le champ soit égal à celui créé dans la réalité ; on connaît donc $rlins$ et on en déduit un coefficient A tel que :

$$A = \frac{rl \cdot 10^8}{1,25 nis}$$

on a donc alors :

$$\mu = Aq$$

et on peut graduer la balistique directement en valeur de μ .

On peut d'ailleurs réaliser de même une graduation directe en valeur de l'induction B.

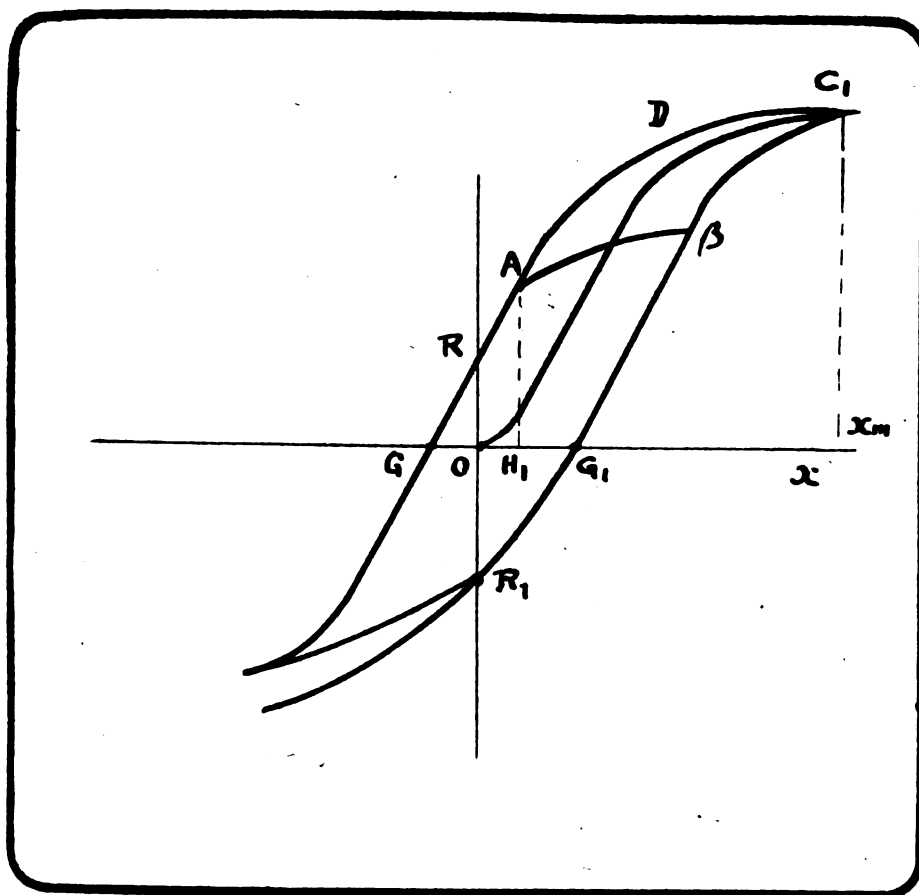


Fig 4

La base théorique de l'étude des pertes dans le circuit magnétique par hystérésis est le cycle décrit par le point de fonctionnement quand on fait varier le champ inducteur H . Il est représenté par la figure 4. Les pertes sont dues à une sorte de viscosité de la matière par rapport aux modifications de l'état magnétique ; il semble que l'état d'équilibre ne s'établisse qu'au bout d'un certain temps, et c'est l'énergie dépensée à vaincre cet état qui se traduit par les pertes sus-nommées.

Diverses considérations théoriques conduisent aux conclusions suivantes établies particulièrement par Hopkinson, qui a étudié la question de très près. Les pertes sont, pour un cycle, — c'est-à-dire pour une période du courant d'excitation, — proportionnelles à la surface du cycle d'aimantation représenté par la figure 4. On remarque de suite que cette surface est fonction :

a) De l'intensité H du champ exciteur ;

b) De la valeur de l'induction qui, par suite de la relation :

$$B = \mu H$$

dépend de la nature du métal employé ainsi que je viens de le montrer dans le paragraphe précédent.

En exprimant par :

W les pertes en joules ;

C) Les pertes dans le circuit magnétique. — Hystérésis.

Bien qu'en radiophonie on soit, en général, habitué à négliger complètement la question du rendement, il y a des cas et, plus particulièrement, pour l'alimentation des émetteurs, où on ne saurait la passer sous silence.

Dans tout circuit magnétique on distingue deux parties : l'une, dans laquelle passe le courant ; les pertes sont dues à l'effet Joule ; l'autre consiste dans le noyau lui-même.

Or, la prédétermination de l'ordre de grandeur des pertes est des plus intéressantes, car c'est grâce à elle qu'on sait le rendement, d'une part, et les dispositions à prendre pour le refroidissement destiné à évacuer les watts dissipés. Ces très importantes questions rendent donc indispensable l'étude des pertes dans le fer, qui est beaucoup plus complexe que celle de la dissipation d'énergie dans le circuit électrique.

Etant donné que je n'ai en vue que la partie *magnétique* du circuit, je laisserai de côté pour le moment les pertes par courants de Foucault ; celles-ci ont trait, en effet, plus particulièrement aux éléments électriques ; on peut les assimiler à des pertes ohmiques. Elles seront étudiées dans chaque cas de réalisation qui sera exposé ultérieurement.

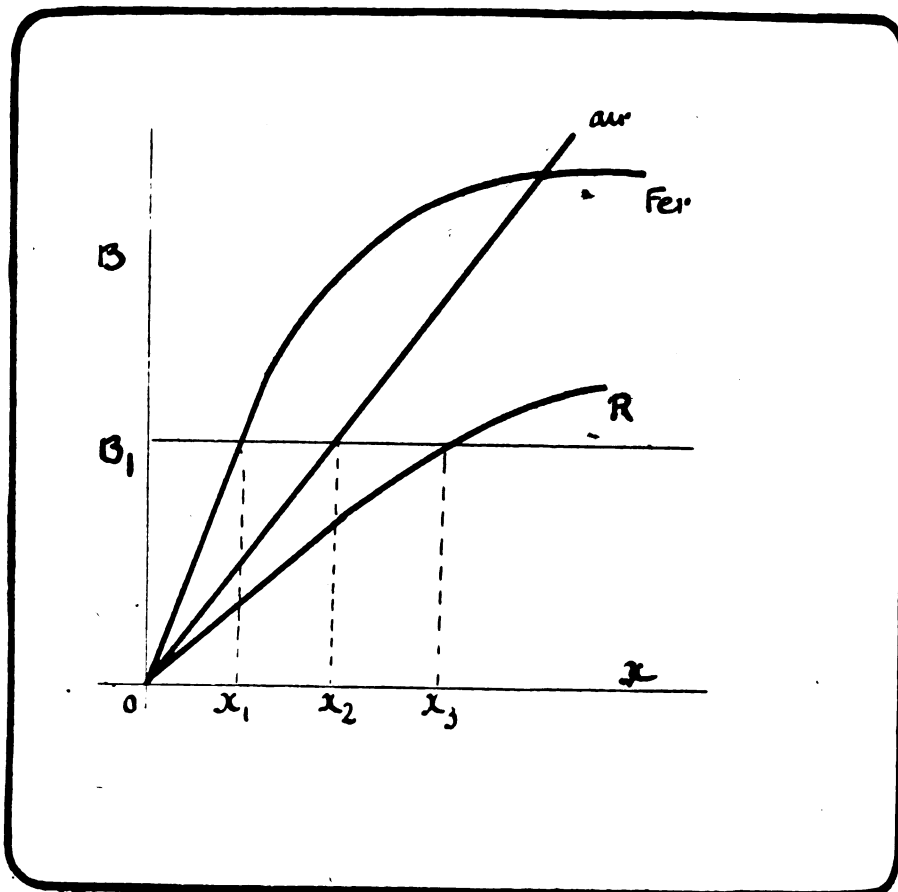


Fig. 5.

v le volume du noyau de fer en cm^3 ,
 f la fréquence du courant d'excitation en cycles par seconde,
 B la valeur maxima de l'induction,
 a un coefficient qui sera précisé plus loin,
la formule suivante, due à Steinmetz, donna la valeur des pertes (par seconde) :

$$W = a n f 10^{-7} B^{1.6} \text{ joules/seconde.}$$

Cette formule montre que les pertes sont proportionnelles :

1° Au volume du noyau magnétique ; comme nous verrons d'autre part, que la force électromotrice induite est proportionnelle à la surface de la spire moyenne, on en conclut de suite qu'il y a intérêt à diminuer le plus possible la longueur du circuit ; l'augmentation de la surface, pour un flux donné, a pour avantage de diminuer l'induction maxima à laquelle on soumet le fer.

Ceci sera utilisé au point de vue pratique, mais présente peu d'intérêt quand on se trouve en présence d'un noyau à rebobiner.

2° A la fréquence du courant d'excitation ; ceci pourrait être invoqué contre l'adoption de fréquence élevée ; il faut pourtant remarquer que, dans ce cas, l'induction B est beaucoup plus faible, ce qui ramène les pertes à des valeurs analogues. D'autres considérations seront, d'ailleurs, développées plus loin à ce sujet.

3° à B ; il y a donc avantage à ne pas travailler à une induction trop élevée ; par contre, l'adoption, pour B , d'une valeur trop petite, nécessite une augmentation du nombre de spires, pour un noyau donné ; ceci se traduit par un accroissement des pertes dans le cuivre et le résultat le meilleur dépend d'un compromis entre ces deux considérations.

Voici quelques données numériques relatives à la question des pertes dans le fer. A une fréquence de l'ordre de 50 périodes, on peut admettre au kilo, pour une induction maxima égale à 10.000 :

Tôles ordinaires : 3.5 watts.

Tôle au silicium : 2,5 watts.

Suivant Silvanus Thompson et, d'après Erwing, voici quelques chiffres relatifs à différents échantillons en ergs par cm^3 et par cycle ; malgré que ces chiffres soient assez anciens, ils représentent une moyenne sur laquelle on peut tabler en toute tranquillité pour un avant-projet, tout au moins dans le cas qui nous intéresse :

| | |
|---------------------------------|---------|
| Fer recuit très doux | 9.300 |
| Fil de fer étiré dur | 60.000 |
| Fil d'acier trempé très dur | 75.000 |
| Corde d'acier à piano très dure | 117.000 |
| Corde d'acier à piano recuite | 95.000 |
| Corde d'acier à piano ordinaire | 115.000 |

De ces chiffres, on conclura d'abord la grande diminution du coefficient de perte produite par le recuit. Elle est de l'ordre de 30 % au moins.

Voici, d'autre part, des chiffres puisés à la même source et concernant le nombre de watts w perdus par centimètre cube et pour 1 cycle par seconde suivant différentes valeurs de l'induction B :

| B | w |
|--------|--------------|
| 4.000 | 14 10^{-8} |
| 5.000 | 20 |
| 6.000 | 26 |
| 8.000 | 39 |
| 10.000 | 55 |
| 12.000 | 72 |
| 14.000 | 92 |
| 15.000 | 114 |
| 18.000 | 172 |

L'accroissement des pertes est beaucoup plus rapide que celle de l'induction B ; il y a donc bien, comme je l'ai déjà dit plus haut, un compromis à établir entre les valeurs de B résultant de l'étude des pertes, et celle résultant de la force électromotrice induite que l'on désire.

On appelle magnétisme rémanent OR (fig. 4) la valeur de l'induction correspondant à une intensité nulle du champ inducteur ; c'est cette propriété qui permet d'aimanter des morceaux de fer pour former les inducteurs des machines magnéto-électriques.

De même, la valeur OC du champ inverse annulant l'induction est nommée force coercitive.

Hopkinson a, à ce sujet, fait une remarque intéressante : il déclare que la surface d'un cycle d'aimantation est égale au produit $OC \times OR$; on a là une coïncidence inexpliquée, mais qui facilite grandement la prédétermination des pertes pour un morceau de fer donné.

Soit S la surface du cycle d'aimantation dans les conditions de travail envisagées ; on démontre que l'énergie b dissipée en watts par cm^3 est égale à :

$$b = \frac{1}{4\pi} S \times f \times 10^{-7}$$

On peut rapprocher cette formule de la précédente. Pour un volume v , il vient

$$B = \frac{1}{4\pi} S v \times f \times 10^{-7} = a v B^{1.6} 10^{-7} ;$$

De la comparaison entre les deux, on tire :

$$a = \frac{1 S}{L \pi B^{1.6}}$$

ce qui permet d'avoir facilement une valeur approximative du coefficient a .

A titre d'indication, on peut prendre :
pour le fer très doux $a = 0,002$
pour l'acier recuit $a = 0,004$
pour la fonte grise $a = 0,015$

Il y a un cas qui peut être intéressant au sujet des applications ultérieures : c'est celui où il n'y a pas un renversement complet du champ ; dans un certain nombre d'alternateurs, il n'y a pas inversion ; le champ varie entre deux valeurs H , et H_m (fig. 4) ; le cycle décrit est alors ABCD et les pertes correspondent à la surface de ce petit élément ; la formule de Steinmetz n'est plus applicable.

Dans les multiplicateurs de fréquences où le champ moyen n'est pas nul — doubleur — par suite de l'emploi d'un champ magnétisant auxiliaire à courant continu, d'autres considérations sont intéressantes à développer. La courbe n'est plus symétrique et il résulte que les variations sont du même ordre que ci-dessus. La présence d'un champ continu n'a aucune influence sur la nature des pertes, mais change les limites de variation de l'induction. Il y a lieu, dans chaque cas, de faire une étude particulière des pertes. La question de la multiplication de fréquence — indispensable à la solution du problème de l'alimentation d'une antenne par un alternateur à fréquence relativement basse — est un peu délaissée pour une double raison : d'une part, la mise au point de machines procurant directement la fréquence désirée a supprimé leur nécessité ; d'autre part, les lampes sont beaucoup plus employées dans ce but, les facilités étant beaucoup plus grandes.

Pourtant, rien ne dit que cette question ne sera pas reprise pour d'autres buts, car on ne sait jamais si d'anciennes études ne seront pas utilisées à nouveau. C'est pour ces raisons que j'ai tenu à en dire deux mots ici.

D) Les joints et les entrefers.

Sous ce titre, j'étudierai un certain nombre d'autres relations (mais très rapidement et seulement pour en signaler l'ordre d'importance dans les questions qui nous intéressent) et, en particulier, l'effet :

- de la température ;
- des vibrations ;
- des efforts mécaniques.

Ceci trouvera des applications dans l'avant-projet d'une dynamo pour ce qui a trait aux dérivations de flux dans le circuit magnétique. Dans le cas du transformateur, la question sera, en général, beaucoup moins importante. L'utilisation d'un entrefer dans les enroulements de liaison a été traitée d'autre part et je rappelle que ma conclusion fut l'inutilité d'un tel emploi.

L'étude de l'influence d'un entrefer sur la manière dont se comporte un circuit magnétique soumis à un champ exciteur sera complétée lors des projets des divers modèles qui seront exposés dans la suite.

Je voudrais, suivant en cela Silvanus Thomson, étudier la question

par une méthode graphique qui me paraît présenter le gros avantage de concrétiser aisément les phénomènes envisagés. La figure 5 se réfère à ce cas. La caractéristique correspondant au fer seul est marquée « Fer » ; elle a la forme incurvée, due à la saturation, et bien connue du lecteur. Pour obtenir une induction B_1 , il faut disposer d'un champ inducteur égal à H_1 .

Dans le cas de l'air, pour lequel on prend :

$$\mu = 1$$

la caractéristique est une droite ; elle est représentée par « Air ». Pour obtenir une même induction B_1 , il faut dépenser un champ d'excitation correspondant à H_2 , beaucoup plus grand que dans le cas du fer.

Pour l'ensemble des deux éléments, il faudra un champ H_3 tel que :

$$H_3 = H_1 + H_2$$

en négligeant toutes les influences secondaires.

Il saute aux yeux que H_2 est notablement plus grand que H_1 et que la présence d'un entrefer augmente beaucoup le nombre d'ampères-tours nécessaires pour produire une induction donnée ; c'est ce que l'exposition des cas concrets mettra encore plus en lumière, les chiffres étant toujours plus significatifs que les lettres abstraites.

Les conclusions ci-dessus conservent toute leur valeur quand l'air est remplacé par un métal non magnétique : cuivre, aluminium, etc. Elles montrent que la présence d'une portion non magnétique dans un tel circuit a pour résultat d'abaisser la courbe d'aimantation, c'est-à-dire de nécessiter des champs plus élevés pour la production d'une induction donnée ; l'accroissement est d'autant plus important que la première partie est plus importante par rapport à la seconde. Le minimum de H a lieu pour

un noyau totalement magnétique, d'autant moins grand que la perméabilité est plus grande ; le maximum est atteint pour un espace nucléaire plein d'air ; c'est le cas des enroulements de faible coefficient d'induction employés en haute fréquence.

La première conclusion pratique à tirer de ces quelques lignes est relative aux joints ; que ce soit pour les besoins du bobinage d'un transformateur ou pour la nécessité de la rotation de l'induit, il y a toujours des entrefers et des joints ; ceux-ci sont plus particulièrement importants, car ils n'ont qu'une influence mauvaise et, contrairement aux entrefers, aucune action essentielle ; c'est seulement la conséquence des nécessités de la construction.

Quelques chiffres empruntés à Erwing indiquent tout d'abord l'ordre de grandeur des phénomènes qui nous intéressent pour diverses valeurs du champ inducteur H .

| H | Sans coupure | Deux joints | Huit joints | Épaisseur d'air équivalente
Cm. | Épaisseur de fer équivalente
Cm. |
|-----|--------------|-------------|-------------|------------------------------------|-------------------------------------|
| 7,5 | 8.500 | 6.900 | 2.600 | 0,0036 | 4 |
| 15 | 13.400 | 11.500 | 5.500 | 0,0030 | 2,50 |
| 30 | 15.300 | 14.500 | 10.000 | 0,0020 | 1,1 |
| 50 | 16.400 | 16.000 | 15.000 | 0,0013 | 0,43 |

De toutes ces mesures on retire, comme première conclusion, que l'inconvénient du fractionnement diminue quand l'intensité du champ magnétisant augmente. L'explication de ceci sera donnée plus loin.

Le tableau ci-dessus montre que pour :

$$H = 15$$

le fait de faire une coupure supplémentaire dans le circuit magnétique revient à augmenter celui-ci de 2,5 cm. L'influence n'est pas négligeable dans le cas de faibles dimensions qui nous intéressent plus particulièrement dans tout cet exposé.

Le fait que les hautes inductions diminuent l'importance du fractionnement, conduit, malgré l'augmentation des pertes qui en résultent, à tendre vers celles-ci.

On peut expliquer ceci de la manière suivante : plus le champ magnétisant est fort, plus l'attraction entre les deux surfaces en regard est grande et plus, par suite, le contact est parfait. Erwing a montré, au cours d'un certain nombre de mesures, que la compression aux environs de 230 kilogrammes au cm^2 équivalait à une modification nulle par le sectionnement. Cette conclusion est très importante pour le choix ultérieur de la valeur du champ de travail.

L'action mécanique produit une modification bien connue des propriétés magnétiques d'un métal ; c'est pourquoi j'ai indiqué de ne faire des mesures que lorsque tout le façonnage sera terminé. En cours de fonction-

nement, on admettra que les efforts sont assez petits pour que leur influence soit tout à fait négligeable.

Les vibrations ont pour effet de ramener l'une vers l'autre les courbes d'aimantation ascendante et descendante. Je rappellerai, à ce point de vue, que le choc supprime le magnétisme rémanent ; ceci explique pourquoi on peut effacer une inscription faite par modulation sur un fil de fer.

L'influence de la température, étant donnés les échauffements tolérables dans les machines, est tout à fait négligeable.

(A suivre.)



L'ÉMISSION

Comment obtenir la tension de plaque avec le secteur continu

par André PLANÈS-PY, F8EI

■ ■ ■ ■ ■

L'AMATEUR éclairé par un secteur urbain continu a la possibilité de pouvoir recharger aisément un nombre quelconque de batteries d'accumulateurs avec des frais réduits d'établissement et de consommation. Cet avantage se double d'un second qui est loin d'être négligeable : le secteur peut être prévu en série avec les batteries pour l'utilisation et apporter un appoint supplémentaire de 110 volts ou de 220 si l'utilisateur, particulièrement favorisé, dispose du courant force.

Nous nous sommes donné pour but, dans le cours des lignes qui vont suivre, d'examiner les possibilités de l'amateur et de peser leurs avantages et inconvénients respectifs.

Quels sont, en résumé, les montages utilisables par l'utilisateur pourvu d'un secteur continu et désirant alimenter avec celui-ci soit directement, soit indirectement, un circuit d'émission ? Ils sont donnés ci-dessous et développés séparément :

- 1° Secteur seul ;
- 2° Batteries d'accumulateurs ;
- 3° Secteur et batteries ;
- 4° Commutatrice.

§ 1. — Utilisation du secteur seul. —

Cette solution est évidemment parfaite et de plus d'une simplicité séduisante, malheureusement la tension continue utilisable est fournie sous une tension relativement peu élevée : 110 volts suffiront certes pour qui veut être entendu à quelques kilomètres en téléphonie et dans un rayon d'environ 4 à 600 kilomètres en télégraphie, mais seront un peu faibles si on désire augmenter la puissance au-dessus de quelques watts et si on vise aux communications à grandes distances.

Si on dispose du courant « force » 220 volts, il est possible d'avoir recours à des tubes d'émission spéciaux modernes à filament thorié qui, sous une tension assez basse, peuvent dissiper jusqu'à 10 ou 15 watts et, du reste, rien n'empêche de les faire travailler en parallèle ou d'avoir recours à un circuit permettant d'obtenir une plus grande puissance avec un rendement satisfaisant (Mesny auto-excitation, circuits hétéro-exciteurs, etc.). Ces circuits étant évidemment d'une construction plus onéreuse et d'un réglage

beaucoup plus complexe qu'un montage auto-exciteur employant un tube de plus grande puissance travaillant sous une tension plus élevée, il est plus simple d'utiliser le secteur urbain pour recharger un nombre donné de batteries qui, placées en série pour l'utilisation, pourront alors fournir le voltage désiré.

Dans certains cas, il peut être nécessaire ou tout simplement avantageux de filtrer le courant urbain avant de l'appliquer à l'émetteur ; certains réseaux, en effet, alimentés par des machines usagées ou d'une marche défectueuse, fournissent un courant par trop ondulé qu'il importe de rectifier. On utilisera dans ce but un filtre classique en π constitué par deux capacités et une self inductance d'une cinquantaine d'henrys.

En raison du courant absorbé par un émetteur, courant beaucoup plus intense que celui exigé pour l'alimentation du plus puissant superhétérodyne, une self prévue pour 4 ou 500 milliampères sera nécessaire pour un débit de 50 si on veut diminuer le plus possible la chute de tension. Les selfs de

filtre ont, en effet, une résistance relativement grande que le constructeur n'indique pas du reste, elles portent bien le courant permis, mais ce chiffre est entendu sans tenir compte de la chute de tension. Par exemple, une self de 50 henrys 100 milliampères pourra laisser passer 100 M. A. sans échauffement notable, mais avec une chute de tension appréciable.

§ II. Batteries d'accumulateurs. — Il est à peine besoin de rappeler le montage schématique d'un dispositif de ce genre, montage dont nous avons parlé bien des fois dans *L'Antenne* et le *Q. S. T.* à propos de l'émission d'amateur.

Dans la figure 1, un inverseur tétrapolaire 1 permet de mettre en charge deux batteries de 80 volts sur le secteur 110, et une lampe spéciale pour chaque batterie règle l'intensité de ce courant de charge, ou de brancher les deux batteries en série pour l'utilisation. Dans ce cas, la tension disponible atteint 160 volts.

Dans le circuit de la figure 1, deux batteries et un inverseur tétrapolaire

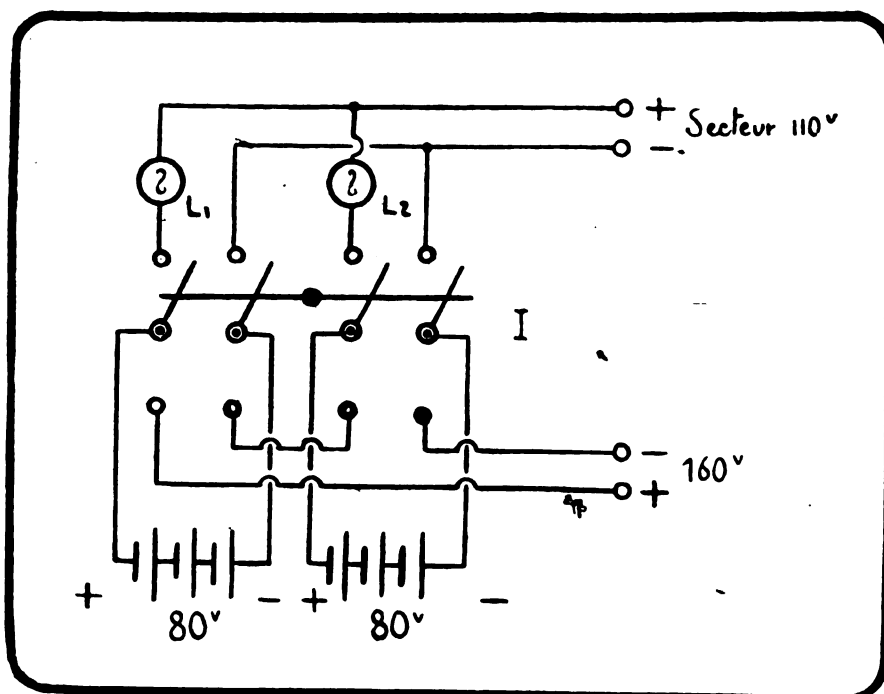


Fig 1

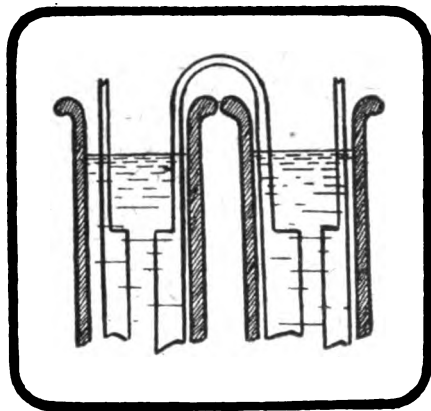


Fig. 2

sont utilisés ; il va sans dire que le nombre de batteries peut être augmenté suivant le but poursuivi, en prévoyant un inverseur bipolaire et une lampe pour chaque batterie supplémentaire.

Il n'est pas possible d'augmenter indéfiniment la tension d'utilisation et, par conséquent, le nombre des batteries, car on se trouve limité par l'intensité du courant de charge et les pertes de courant qui ne manquent pas de se produire malgré toutes les précautions d'isolement, lorsque la tension atteint une certaine valeur.

Le premier point n'est guère à retenir, la capacité des batteries utilisables dans ce cas dépassant rarement 2 à 3 A. H., et en admettant une charge au vingtième de la capacité, l'intensité de charge n'entrerait en ligne de compte que si on utilisait une vingtaine de batteries qui fourniraient alors dans les 1.600 volts ! L'amateur, sauf des cas particuliers, n'a pas besoin de tensions de cet ordre, et la dépense de courant — ou plutôt la valeur de l'intensité de charge — n'a pas à entrer en ligne de compte.

Mais les fuites de courant vont en croissant au fur et à mesure qu'est augmentée la tension d'utilisation : faibles pour 80 ou 160 volts (une ou deux batteries), elles deviennent notables pour 6 à 800 volts, bien que la tension n'atteigne ce chiffre qu'en service, c'est-à-dire lorsque toutes les batteries sont connectées en série.

Il sera indispensable, lorsque le courant atteindra 4 ou 500 volts, d'isoler très soigneusement les batteries entre elles et par rapport au sol et d'observer certaines précautions.

Tout d'abord il importe que la liaison de deux plaques de polarités contraires (cavaliers) soit parfaitement nettoyée puis plongée dans du coaltar et, après dessiccation, immergée dans de la paraffine, que le coffret, bâti ou châssis, soient en excellent état, nettoyé fréquemment et paraffiné, verni ou huilé ; que les tubes — si les éléments sont constitués par des tubes — soient aussi débarrassés de toute trace acide et paraffinés à leur partie supérieure.

On préférera des batteries dans lesquelles les tubes éléments sont enfer-

més dans un bac étanche (Farad, etc.) maintenus par une « grille » à leur partie supérieure seulement, placée à quelques centimètres au-dessous de la collerette. On verse alors de l'huile de paraffine en excès sur l'électrolyte, le liquide isolant déborde, glisse le long du tube, imprègne la grille et se ramasse au fond du bac qui doit en contenir un à deux centimètres. Les batteries montées en bacs divisés, en verre ou matière moulés (Isolair Tudor, Monoplaque, etc.) offrent aussi toutes sécurités en raison de la facilité de nettoyage, les traces d'acide pouvant être enlevées extérieurement avec un chiffon. Chaque élément sera aussi surmonté d'une couche d'huile isolante et du reste le constructeur a prévu une hauteur suffisante des bacs pour que, malgré une décomposition ou une évaporation de l'électrolyte (charges prolongées, climats chauds, manque d'entretien, etc.), la partie supérieure des plaques ne soit pas baignée par l'huile.

Prévoir une petite couche d'huile à la partie supérieure des bacs est une sage mesure qui, du reste, est également employée pour les batteries de réception : l'isolement est affirmé en même temps que sont diminués l'évaporation et le siphonage.

Il arrive fréquemment que l'usager constate des pertes et fuites d'électrolyte qu'il attribue, sans procéder à une vérification plus complète, à une fêlure de l'un ou de plusieurs tubes. Les plaques d'un cavalier, surtout si le diamètre du tube est assez important et la largeur des plaques réduite, constituent alors dans chaque bac un conducteur capillaire (fig. 2). L'électrolyte monte entre le verre et la plaque, et il peut se produire soit un siphonage si deux tubes voisins se touchent et si le niveau du liquide est différent dans les deux, soit un simple écoulement lent mais continu sur la face externe du petit bac.

On choisira donc des batteries dans lesquelles les tubes sont au moins à 5 ou 10 millimètres l'un de l'autre, et, connaissant l'effet, on évitera la cause par une inspection fréquente de la position des cavaliers.

Les pertes entre bacs à l'intérieur d'une batterie sont les plus importantes ; si elles sont inévitables, on fera en sorte de les réduire au strict minimum. Ces pertes, on le conçoit, étant d'autant plus considérables que la tension mise en jeu atteint une valeur plus élevée on veillera à ce que, dans chaque batterie, les points placés à des potentiels de valeur croissante soient aussi éloignés que possible l'un de l'autre. Par exemple, s'il est prévu une distance de 5 à 10 millimètres entre deux tubes voisins, on laissera 4 à 5 centimètres entre deux rangées consécutives et on limitera à 10 le nombre d'éléments pour une même rangée. L'encombrement sera légèrement augmenté, ce qui n'a pas grande importance.

Pour la même raison — et ces remarques ont leur utilité lorsque l'amateur monte lui-même ses batteries à l'aide de cavaliers à formation artificielle achetés dans le commerce — on ne dépassera pas 80 volts par batterie, pour si bien isolés les uns des autres que soient les éléments, des pertes seraient fatales avec des batteries de plus de 200 volts, d'autant plus qu'en cas de mise hors service temporaire de l'une des batteries la tension totale sera peu affectée si chacune ne donne que 40 ou 80 volts, et que les vérifications et nettoyages périodiques seront de ce fait rendus plus faciles.

Il ne suffit pas que les éléments, dans chaque batterie, soient bien isolés les uns des autres, mais encore que chaque batterie soit isolée du sol et de ses voisines. Un excellent procédé consiste à utiliser des poulies porcelaine et des godets à dessin (fig. 3). Les poulies sur lesquelles repose la batterie sont placées au centre de godets à dessin remplis de pétrole ou d'huile de paraffine.

Les bornes des batteries seront enduites de vaseline et placées à l'extérieur des batteries de façon à n'être pas attaquées par les vapeurs acides ; on les nettoiera parfaitement de temps à autre et on renouvellera la vaseline qui parfois peut cacher une attaque interne. Il est du reste préférable d'opérer les prises de courant à l'aide de pinces de

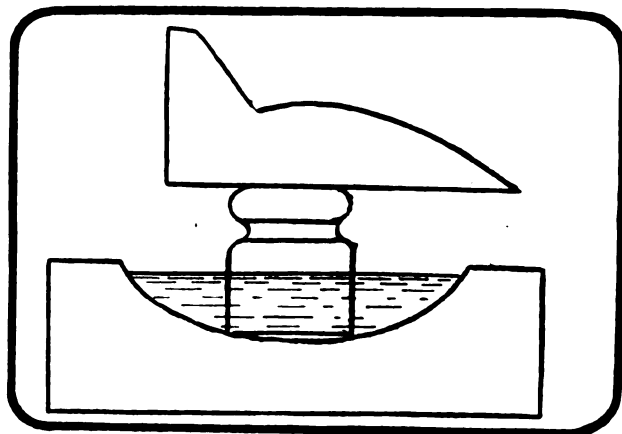


Fig. 3

fer plombées : les prises pouvant ainsi être retirées lorsqu'il n'est pas fait usage des batteries.

On ne doit pas hésiter, lorsqu'il s'agit d'obtenir la tension de plaque d'un circuit émetteur, à utiliser une capacité suffisante, car les batteries T. S. F. dites « de plaque » ne peuvent présenter la robustesse de celles à grande capacité, et d'autre part, en raison du changement de la λ émise que produit une variation du voltage plaque il faudra que celui-ci demeure aussi constant que possible pendant toute la durée de l'émission. Des batteries de 2 A. H. pour un débit de 0,1 ampère environ permettront d'observer cette condition sous la réserve d'être en excellent état. On peut compter sur deux ou trois ans de service lorsque les éléments sont périodiquement vérifiés.

En se reportant à la figure 1, on voit que l'intensité du courant de charge des batteries peut être augmentée en diminuant les résistances en série; on peut même procéder à la recharge à différence de potentiel constant en élevant le voltage de chaque batterie et en supprimant les lampes. Il est toutefois plus sûr pour ménager les éléments, d'utiliser la charge à intensité constante; on a en plus la faculté de modifier l'intensité de charge par le remplacement des lampes.

Ce même schéma de la figure 1 est particulièrement séduisant lorsque l'usager dispose du secteur « force »

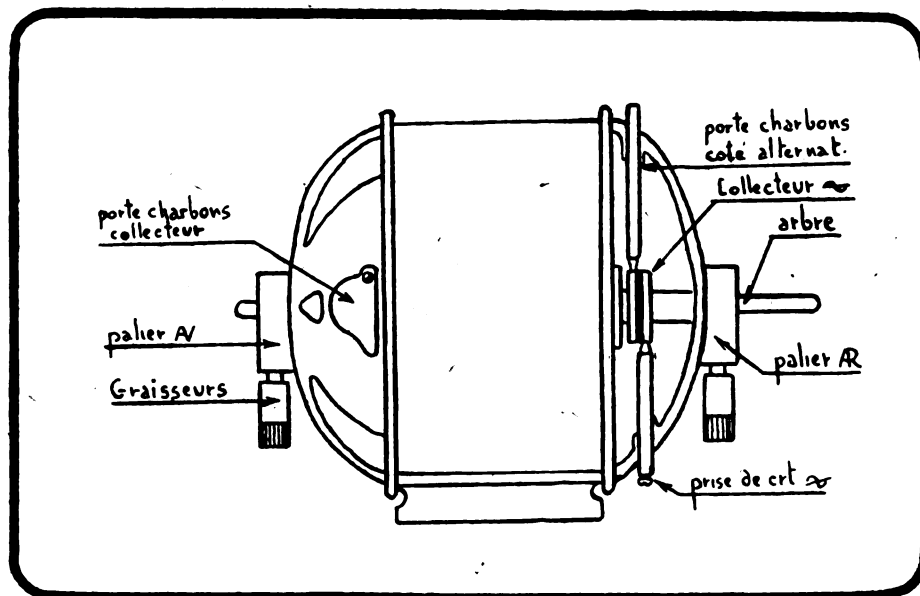


Fig. 5

220 volts : dans ce cas, on peut prévoir une batterie de 160 volts pour chaque unité bipolaire et un inverseur tétrapolaire permettra de pouvoir disposer de 320 volts, tension suffisante pour une émission à moyenne puissance.

§ III. Secteur et batteries en série. — De même que le secteur urbain continu peut être employé seul, même non fil-

tré, pour assurer l'alimentation plaque d'un émetteur, il peut être de toute évidence connecté en série avec des batteries et dans ce cas la tension totale est augmentée d'appréciable façon.

Le circuit de la figure 1 est alors modifié comme indiqué figure 4. Des fusibles sont prévus sur les fils du secteur et avant les bornes d'alimentation pour la protection efficace de l'installation et des batteries.

Nous utilisons à notre station un tableau comportant quatre inverseurs tétrapolaires et 8 lampes : 8 batteries de 80 volts peuvent ainsi être mises en charge sur le secteur 110 ou en série pour l'utilisation. La tension disponible est de 640 volts si les batteries sont utilisées seules, elle atteint 750 et 860 volts si on connecte soit le 110, soit le 220 en série.

Le montage et le câblage d'un tel tableau peuvent être entrepris par tout amateur, aucun risque n'est à craindre si les fusibles sont convenables, mais il importe soit avec le schéma de la figure 1, soit avec celui de la figure 4, de ne pas laisser le ou les inverseurs sur la position « charge » en coupant la liaison avec le secteur; malgré un même nombre d'éléments pour chaque batterie, celles-ci se déchargeraient l'une sur l'autre (au travers des lampes résistances il est vrai) jusqu'à ce qu'un certain équilibre soit atteint... équilibre qu'il vaut mieux ne pas atteindre.

Lorsqu'il n'est pas fait usage du tableau, les inverseurs devront être levés, c'est-à-dire placés sur une position médiane sans établir aucun contact. On fera en sorte qu'ils présentent un peu de « dur » et ne risquent pas de retomber d'un côté ou de l'autre sur leurs mâchoires.

Le schéma de la figure 4 permet non seulement de mettre en charge les batteries à n'importe quel moment, mais encore de les charger dans les inter-

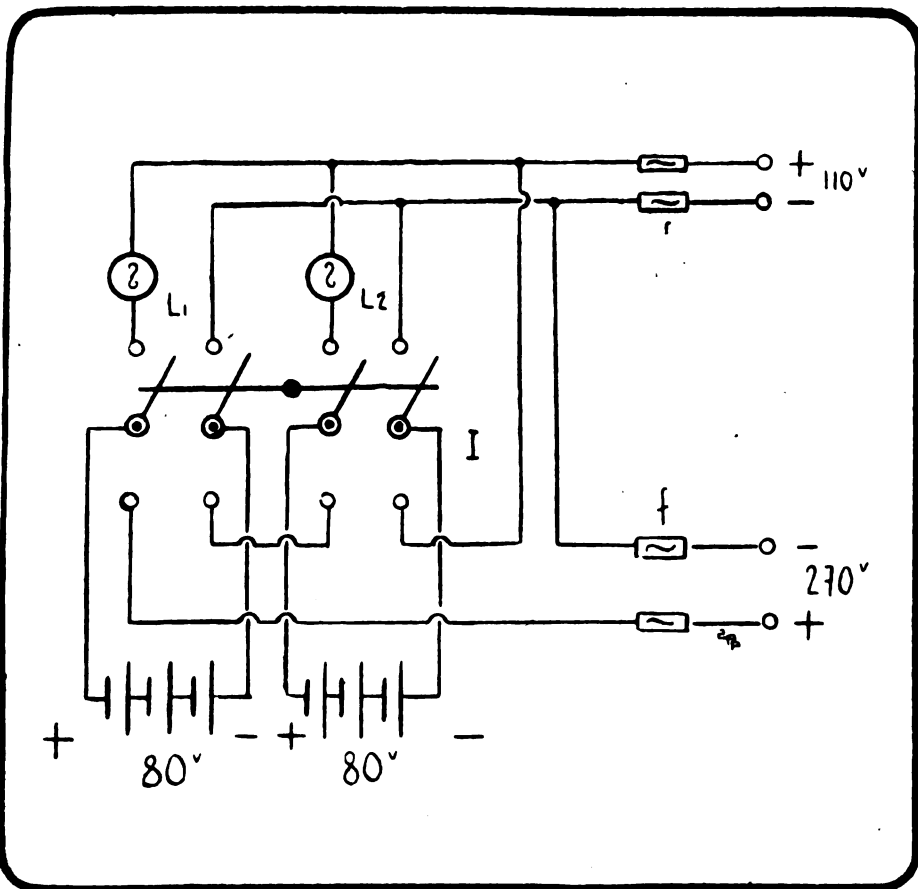


Fig. 4

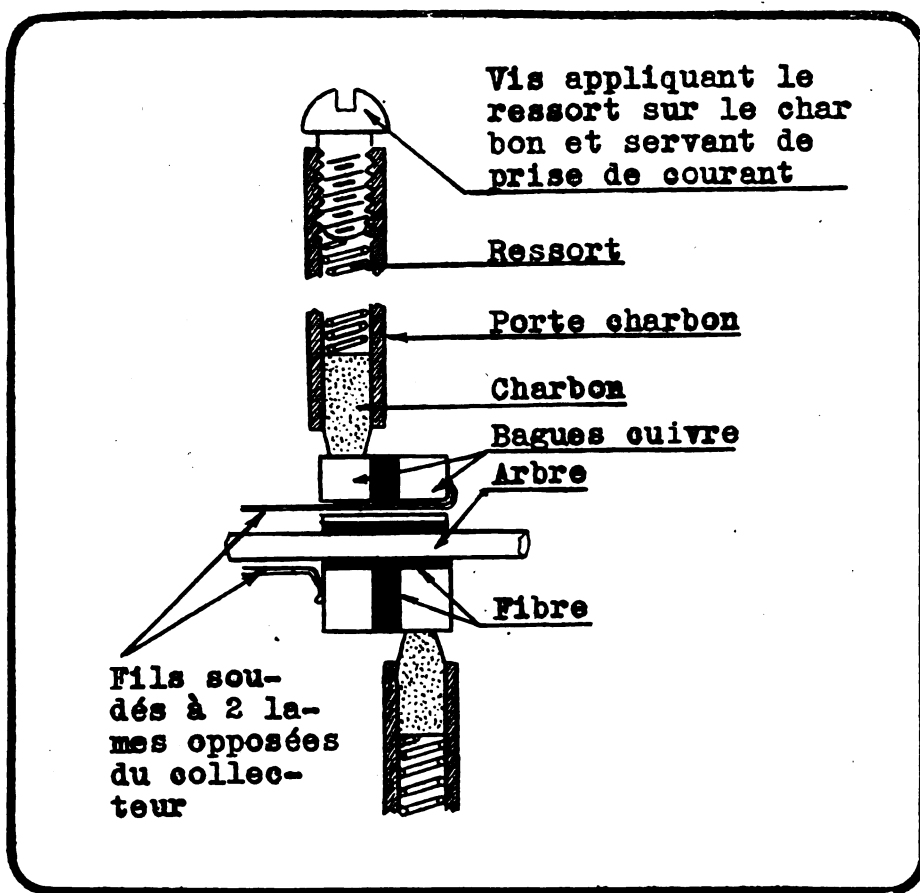


Fig. 6

valles d'émission au cours d'un travail intermittent en télégraphie. Cette faculté est précieuse si on utilise des batteries très usagées dont le voltage baisse rapidement : pour si petite que soit la capacité, la batterie pourra ainsi rendre service.

Toutefois, cette pratique comporte un inconvénient : lors du passage de « charge » sur « utilisation », le voltage de chaque élément est au minimum de 2,2 volts, une batterie de 80 volts fera donc 88 volts et, s'il est fait usage de 5 batteries par exemple (pour l'alimentation de lampes modernes à filament thorié type Cl. 1257 Métal), le voltage total atteint 440 volts. Dès la mise en service la tension baissera rapidement de 440 jusqu'à 400 volts (premier temps de la décharge) où elle se maintiendra (palier sensiblement horizontal de la courbe). Or, si on calcule quelle variation de λ occasionne une chute de voltage plaque de près de 10 %, on voit l'influence néfaste de celle-ci sur la stabilité de l'onde.

Il sera bon de laisser écouler un certain laps de temps entre le moment où la charge, achevée est interrompue, et celui où les batteries sont utilisées en vue d'une émission. Il faut aussi que les batteries soient en bon état et d'une capacité suffisante pour pouvoir fournir le débit qui leur est demandé ; dans le cas contraire, la tension baisserait fortement et les signaux chez le correspondant seraient affectés d'un « piaulement » intense occasionné par la variation de λ .

Un procédé qui nous a donné d'excellents résultats en télégraphie au point de vue de la stabilité (même avec des batteries en bon état et d'une capacité suffisante) consiste à shunter le manipulateur par une résistance de façon à laisser débiter très faiblement la batterie dans les intervalles de manipulation. La tension ainsi chutée est suffisante pour permettre au montage émetteur de rester « accroché » et on obtient une onde de repos absolument semblable au « spacer » des émissions contrôlées par quartz (dans lesquelles cette onde est indispensable pour que le cristal commande bien dès la fermeture du circuit manipulateur). Naturellement cette résistance sera calculée pour que l'onde « spacer » ne puisse gêner la lecture des signaux chez le correspondant, comme cela se produirait si son intensité était trop élevée.

§ IV. *Commutatrice continu-alternatif.* — Un procédé excessivement simple consiste à modifier un moteur continu et à l'utiliser pour l'obtention d'un courant alternatif qui est ensuite élevé, redressé et filtré.

L'opération est aisée et rapide. Il faut en premier lieu se procurer un moteur continu d'une puissance théoriquement égale à celle que l'on compte utiliser ; « théoriquement », car le courant recueilli est emprunté non au

moteur lui-même mais au secteur, la machine se bornant à transformer le continu fourni par ce dernier en alternatif sous une fréquence indépendante de la vitesse. Il est indispensable que l'on puisse disposer d'une place de 20 millimètres au moins entre le collecteur et le palier ou, du côté opposé, entre le rotor et le palier ; il est préférable que cet emplacement existe entre le collecteur et le palier, car, dans le cas contraire, les deux fils soudés aux lames du collecteur devraient être amenés du côté opposé, or, la distance est faible entre l'inducteur et l'induit.

La transformation consiste à souder un fil sur chaque lame située à l'extrémité d'un diamètre du collecteur, et à connecter ces deux fils à un second collecteur à deux touches pleines en cuivre tourné, de petit diamètre, fixé sur l'arbre soit côté collecteur continu, soit côté poulie, ainsi qu'on pourra le voir au seul aspect des figures 5 et 6. Deux petits charbons cylindriques, poussés par un ressort et maintenus par des porte-balais constitués simplement par des tubes de cuivre fixés à la cage, complètent l'ensemble.

Le voltage recueilli est de 75 volts. A titre d'exemple, nous donnons les caractéristiques de la commutatrice utilisée à notre station :

Moteur de cinéma Pathé 110 volts 100 watts environ. 1.450 tours minute. Voltage disponible sous un débit de 1,5 ampère environ, 70 à 75 volts à la fréquence 45 périodes. En débit sur un émetteur muni de deux tubes 45 watts et le courant élevé par un transformateur 110-2.000 volts, par suite de l'absorption de courant dévoté, la fréquence augmente légèrement.

Le courant obtenu est alors élevé par un transformateur, puis redressé et filtré. Si la puissance de la commutatrice est suffisante, on peut également lui emprunter le courant alternatif nécessaire au chauffage de valves redresseuses et même de la ou des lampes oscillatrices et modulatrices. Les transformateurs utiles devront naturellement comporter un primaire bobiné pour 75 volts ou, s'ils sont du type normal (primaire 110 volts), être branchés au secondaire d'un transformateur ou auto-transformateur 75-110.

Si l'amateur désire modifier un moteur en commutatrice, il devra le choisir d'une puissance légèrement supérieure à celle théoriquement nécessaire, car il importera de compenser les pertes dans les transformateurs et, éventuellement, dans l'organe élévateur de tension.

Un dispositif extrêmement séduisant, mais entrant dans le domaine de la mécanique, consiste à prévoir un deuxième collecteur pouvant être placé en bout d'arbre en dehors des paliers, à la place de la poulie, et qui redressera les deux phases du courant alternatif précédemment élevé, au moyen de balais à calage réglable.

LA TECHNIQUE PHONOGRAPHIQUE

La reproduction du disque

par L. D., Ingénieur

■ ■ ■ ■ ■

NOUS pouvons avoir par les articles parus précédemment dans *Q. S. T.* et *Radioélectricité réunis* une idée de ce qu'est l'enregistrement et comment l'on arrive à obtenir cet oscillogramme spécial qu'est le disque. Il va falloir apprendre à s'en servir.

Je vous vois de suite sourire. Rien de plus simple : on place le disque sur l'appareil, on le remonte et le diaphragme posé au début on libère le levier d'arrêt. Oui en vérité cela peut marcher de cette façon simpliste, mais on peut avoir une bonne audition comme il est possible aussi qu'elle soit déplorable.

Considérons d'abord le disque et ce qui entre directement en contact avec lui :

Nous supposons tout d'abord que nous prenions un disque neuf. Nous l'avons choisi chez un revendeur, nous l'avons écouté sur l'appareil de la boutique, sa sonorité nous plaît, nous devons donc avoir à domicile la même audition....

Eh bien ce n'est pas toujours exact. souvent le revendeur a un meuble d'une bonne marque avec quelques boîtes d'aiguilles ; il choisit l'aiguille propice, la pièce est disposée de façon favorable, nous sommes acheteurs. Notez que nous ne sommes pas du tout induits en erreur, nous n'avons qu'à reproduire ces conditions et nous serons aussi satisfaits dans notre « home ». Beaucoup de personnes ignorent l'importance qu'a le choix d'une aiguille. Bien des maisons mettent à la disposition du client cinq ou six sortes d'aiguilles ; nous nous sommes laissé dire que les fabricants d'aiguilles ont à leur catalogue cinquante modèles et plus, différents.

La question méritait en fait d'être étudiée. Considérons un peu le diaphragme reproducteur et le rôle de l'aiguille que nous y fixons.

Schématiquement le diaphragme reproducteur se compose (fig. 1) d'un ensemble de deux ou plusieurs pièces formant le boîtier (1), boîtier qui porte en son centre un orifice circulaire de section convenable (2) et à l'arrière le tube de raccord (3).

La membrane représentée par la ligne (4) est pincée entre deux joints en matière plastique (6 et 7). L'intervalle entre la membrane et le fond du boîtier constitue la chambre de compression (8).

Un axe d'articulation (9) porté par le bord du boîtier reçoit le levier (10).

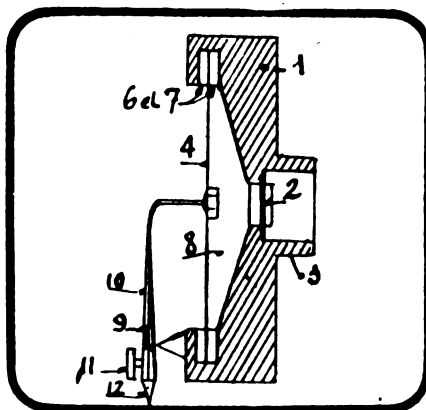


Fig. 1.

en relation avec la membrane par son centre ou autrement et portant à l'autre extrémité un trou muni d'une vis de serrage (11) permettant de fixer l'aiguille (12). Cette description très sommaire du diaphragme va nous permettre de mieux vous expliquer le rôle de l'aiguille.

Le levier du diaphragme agit littéralement comme un transformateur.

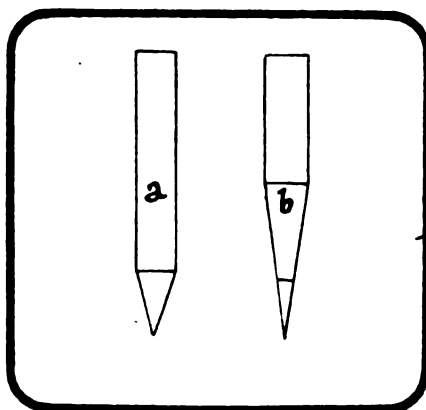


Fig. 2.

Son constructeur l'a étudié pour avoir un rapport de bras de levier compatible avec la possibilité de mouvement de la membrane. Si nous supposons un instant qu'il est rigide, sans possibilité de flexion et sans poids, nous pourrions nous rendre compte que plus l'aiguille sera longue moins le déplacement de la membrane vibrante sera grand et par conséquent moins le son sera puissant. Inversement, plus l'aiguille sera courte, plus le déplacement de la membrane sera important et plus le son aura d'intensité.

Notre supposition première de rigidité et d'absence de poids n'étant jamais réalisée, il y a flexion, légère peut-être, voulue dans certains cas, nuisible dans d'autres. Le poids vient ajouter des effets d'inertie et de résonance des pièces en mouvement. Tous ces effets sont ou doivent être étudiés par le constructeur.

Nous pouvons tout fausser par l'adaptation de l'aiguille. Considérons en effet, par exemple, une aiguille (fig. 2) constituée par une tige d'acier trempé de seize dixièmes de millimètres de diamètre, d'une longueur de seize millimètres et dont l'extrémité est constituée par une partie conique de deux millimètres et demi de hauteur (cela correspond à une aiguille très forte du commerce). Si à côté nous comparons une autre aiguille constituée par une tige d'acier de même diamètre, mais dont l'extrémité est beaucoup plus effilée, par exemple terminée par deux parties coniques d'environ six millimètres de longueur, nous pouvons voir que la seconde aiguille fléchira plus que la première dans la transmission du mouvement et que, par conséquent, les mouvements de la membrane et le son rendus seront moins puissants.

Si, au contraire, nous supposons deux aiguilles toujours de même longueur, de même forme mais dont les diamètres sont différents, la plus fine, partant la plus flexible, nous donnera un son moins intense.

L'on conçoit dès lors qu'en combinant les effets de longueur, de forme, de diamètre, de poids, l'on soit arrivé à une multitude de types d'aiguilles.

La fabrication de ces aiguilles s'effectue généralement en acier trempé extrêmement sec, mais il y a des aiguilles en laiton pur donnant un son très faible, puisque beaucoup plus flexibles. (Nous ne confondons pas avec les aiguilles en acier doré, cuivré ou laitonné qui ne présentent souvent que des avantages de présentation ou de tapage commercial.)

Il y a également des aiguilles en fibre; il a été essayé, sans succès d'ailleurs, d'en faire en pierres fines.

Toute action appelant une réaction, il n'est pas inutile de considérer les effets sur le disque.

Dans un sillon très peu tourmenté la pointe de l'aiguille s'use à la forme du sillon, le son est peu intense et le

Naturellement, sans recourir à une sourdine complète, il peut être bon de diminuer le calibre de l'aiguille pour user moins le disque et avoir une audition de meilleure qualité en sacrifiant un peu à la puissance.

Le genre du morceau peut également et doit même influencer sur le choix de l'aiguille. Si nous prenons comme exemple l'air de *Paillasse* chanté par *Caruso* et l'*Elégie* de Massenet chantée par le même ténor, il serait anormal de jouer le premier avec une aiguille faible. Toute l'ampleur de la voix serait perdue et nos pauvres oreilles n'auraient qu'une maigre parodie de ce que doit être la reproduction. L'autre disque s'accommodera très bien d'une aiguille plus faible puisque c'est un

met avec une seule boîte d'aiguilles d'avoir à volonté un réglage de la puissance d'audition.

Une seule objection à faire est que la rigidité dans le sens du déroulement du sillon n'est pas uniforme dans le cas où l'aiguille est employée pour audition forte, et il peut s'en suivre des vibrations parasites.

La figure 3 (b) représente une aiguille ou plutôt une famille d'aiguilles qui sans être bien spéciales ont un avantage: c'est d'avoir une tige de section constante à introduire dans le levier quelle que soit la force de l'aiguille. Il est possible de prévoir celle-ci en considérant l'extrémité de faible section et en se disant que plus cette partie a un faible diamètre ou plus

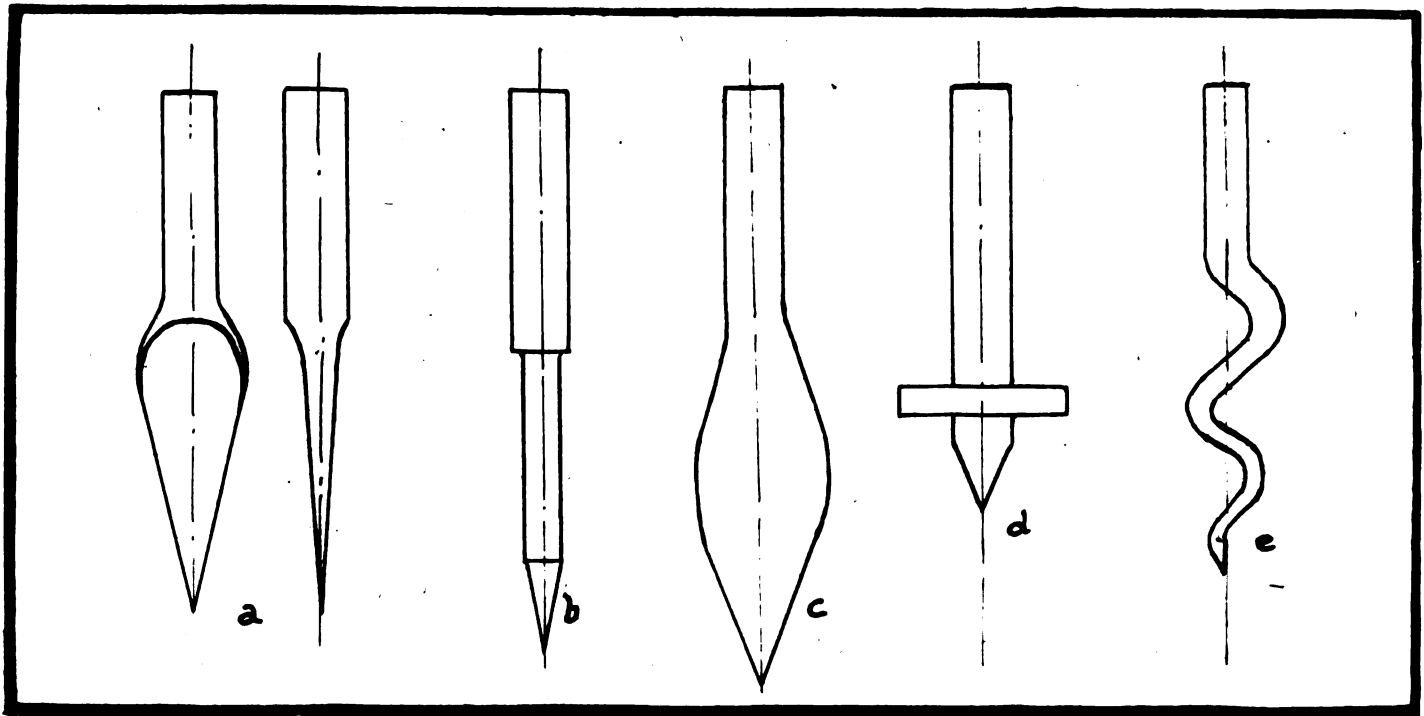


Fig. 3

disque s'use peu quelle que soit l'aiguille, mais il en va tout autrement dans les parties très tourmentées, qui présentent des sinuosités plus ou moins brusques suivant les fréquences, mais dont l'amplitude maximum peut atteindre deux dixièmes de millimètres. L'aiguille très forte, très peu flexible, c'est-à-dire l'aiguille courte et grosse, va tendre à redresser le sillon et à arracher (le terme n'est pas de trop quand on examine au microscope) toutes les parties d'amplitude maximum comme ferait un cours d'eau rapide dans un lit sinueux. L'usure du disque sera rapide et des défauts, bruits de grattement, crachements, vibrations, se feront bientôt entendre.

Au contraire, dans ces sillons tourmentés, une aiguille fine et longue fléchira et pourra plus facilement suivre le sillon sans le détériorer autant.

morceau doux et qu'à l'enregistrement les contrastes sont souvent atténués. La reproduction essaiera alors de rétablir l'équilibre. Il serait anormal de reproduire de même un disque de grand orchestre avec une petite aiguille (une aiguille de faible section s'entend).

En dehors des aiguilles de forme normale, il y en a de formes un peu spéciales qui méritent de retenir un peu l'attention.

Plusieurs fabricants allemands ont lancé une aiguille caractérisée par la forme de l'extrémité qui rappelle le fer de lance (fig. 3a). Elle permet, si l'on met le plat de la lance tangent au sillon, d'avoir une aiguille capable de fléchir ou, si elle est placée perpendiculairement à la tangente, d'avoir une aiguille très rigide. Dans le premier cas l'audition est faible, dans le second cas elle est puissante. Cela per-

cette partie est longue, plus l'audition sera atténuée ou, inversement, plus son diamètre est gros, plus elle sera renforcée. Il existe dans ce modèle des aiguilles extraordinairement faibles.

La figure 3(c) représente une aiguille spéciale, entièrement de révolution, mais dont la partie centrale présente un renflement important. En nous reportant aux considérations vues plus haut, cette aiguille de section plus forte en dehors du levier a moins de chance de fléchir et donne une audition très renforcée.

Il ne faut pas oublier à ce propos que nous avons signalé au début de l'article la plus grande usure des disques avec une aiguille à forte audition. Dans le cas de cette aiguille spéciale, l'usure est particulièrement intense. Néanmoins, elle pourra être très appréciée pour des disques de danse où la force prime la qualité, ce qui ne veut pas

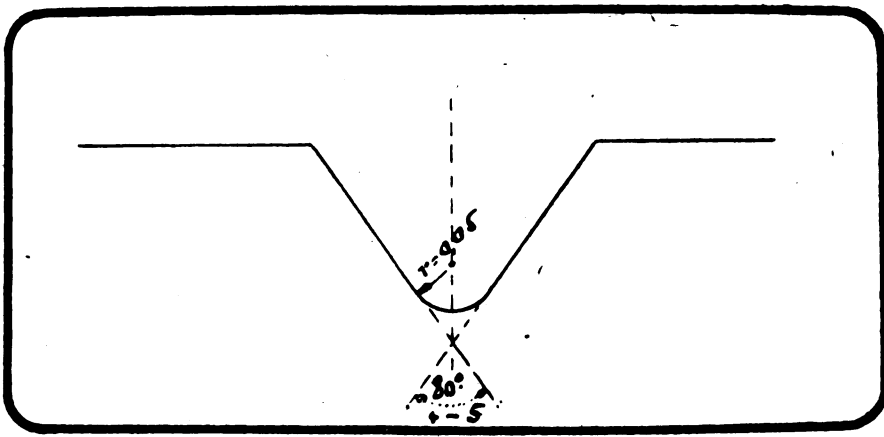


Fig. 4.

dire qu'avec cette aiguille la reproduction soit mauvaise...

La figure 3 (d) représente à notre connaissance le summum de la force. Une collerette vient s'appliquer sur l'extrémité du levier et la pointe après cette collerette est très courte. L'audition est très puissante, la qualité serait plutôt inférieure à celle de la précédente.

Enfin la figure 3 (e) représente une forme bizarre d'aiguille réalisée en laiton. Cette variété est surtout curieuse. On conçoit que cette forme ondulée se prête facilement à la flexion et que, par suite, le mouvement transmis au levier soit particulièrement faible. C'est l'aiguille rêvée pour la reproduction phonographique après l'extinction des feux.

Il serait possible d'indiquer beaucoup d'autres sortes d'aiguilles. Nous nous bornerons là. Cette gradation de la puissance suivant le moment de flexion de l'aiguille permettra à ceux qui l'ignoraient, et nous en connaissons, d'adapter un « volume-contrôle » à leur phonographe.

Des efforts ont été tentés pour limiter le changement du style après chaque audition. Vous connaissez tous les aiguilles en laiton dans lesquelles se trouvent serties de petits fragments de fil de tungstène (?).

Quoi qu'il en soit nous préférons encore changer l'aiguille après chaque audition, avoir une reproduction convenable et le minimum d'usure du disque.

Nous avons vu les formes usuelles d'aiguille; il est permis de se demander s'il n'y a pas une forme optimale de l'aiguille. Il nous est bien difficile de déterminer les longueur, diamètre et conicité convenables en accord avec les diaphragmes usuels, mais si nous considérons la coupe d'un sillon normal (fig. 4) dont l'angle est voisin de 80° et le rayon du fond 5/100 de millimètre, il est permis de penser que la meilleure forme à donner à l'extrémité de l'aiguille serait une pointe arrondie. Malheureusement, si l'on s'est occupé des dimensions du corps de

l'aiguille, les machines à grande production donnent à sa pointe une forme quelconque que l'on croit pointue tant que l'on n'a pas mis une aiguille sous le microscope. Nous ne saurons trop recommander à nos lecteurs, lors de la mise en marche de leur appareil, de remplacer l'aiguille à chaque audition; c'est moins onéreux que le remplacement du disque et pour commencer la reproduction de poser le « sound-box », autrement dit le diaphragme, sur la

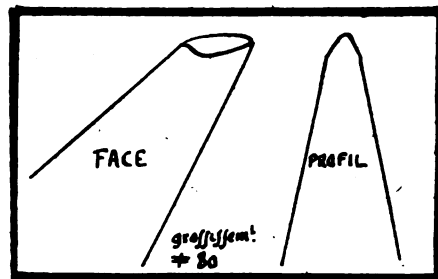


Fig. 5.

partie extérieure non enregistrée. On lance alors le disque et, après un tour ou deux du plateau, une poussée légère sur le diaphragme l'amène au premier sillon. C'est suffisant pour roder un peu le bout de l'aiguille et éviter ce que l'on voit souvent : des disques extrêmement usés sur le premier centimètre de l'enregistrement.

Nous venons de vous dire qu'il fallait changer l'aiguille après chaque audition. Beaucoup d'usagers ne le font pas. Vous écoutez un disque entièrement avec une aiguille. Vous ne la changez pas et vous refaites une audition. Il est difficile alors — il faudrait une oreille très exercée pour cela — de s'en apercevoir. Néanmoins, si vous continuez, vers la troisième ou quatrième audition vous commencerez à vous apercevoir que la reproduction n'est plus fidèle : il y a manque de netteté, de petites vibrations parasites se superposent. Vous me direz : eh bien, si l'audition ne s'en ressent qu'après trois ou quatre fois l'on peut s'ar-

rêter après la deuxième. Nous vous disons tout de suite : non, car, si votre oreille n'en souffre pas encore, il y a le disque, et lui coûte assez cher pour qu'il faille le soigner.

En effet : l'aiguille frotte sur le sillon du disque comme vous feriez d'un outil sur une meule pour l'affûter. Le disque a raison de l'aiguille et il l'use considérablement. Si vous regardez à l'œil nu une aiguille qui a servi, dans la région de la pointe, en la faisant tourner, vous apercevrez deux petits (très petits) reflets qui correspondent à chaque versant du sillon du disque. Si nous portons cette aiguille sous un microscope, c'est alors beaucoup plus frappant (fig. 5).

Vue dans son sens de marche, nous pouvons parfaitement reconnaître la forme de la coupe du sillon. Vue à 90°, elle nous présente une facette qui tout à l'heure nous produisait à l'œil nu le petit reflet que nous signalions.

L'usure est décelée, elle est évidente. Pourquoi gêne-t-elle ? Pour cela il faut regarder un disque au microscope et se rendre compte de ce qu'est la gravure. Pour cela il faut disposer d'un grossissement d'au moins 40 fois (fig. 6).

Dans le champ de l'objectif nous voyons 7 sillons. Si nous ne considérons que les sillons 1, 5, 6 et 7 il n'y aurait pas un danger très grave à utiliser une aiguille usée. Le bruit de surface serait seul accru. Mais dans les sillons 2 et très particulièrement 3 et 4, il y a un grave danger par rapport à la détérioration du disque. Si l'aiguille est neuve ou peu usée, elle peut suivre ces sillons tourmentés en supposant que le disque examiné soit un disque bien enregistré. Mais si nous avons une aiguille usée comme nous le montrons à la figure 5, et c'est le cas, nous le répétons, après la première audition la pointe est remplacée par une espèce de tranchant émoussé. La longueur de ce tranchant n'est pas négligeable vis-à-vis des elongations des sillons 2, 3 et 4 et ce tranchant vient labourer ces sillons ayant tendance à rétablir la spirale comme elle aurait pu être sans enregistrement. Le fond du sillon dans les parties courbes s'élargit et l'aiguille, même neuve, n'est plus bien guidée ensuite, ce qui explique

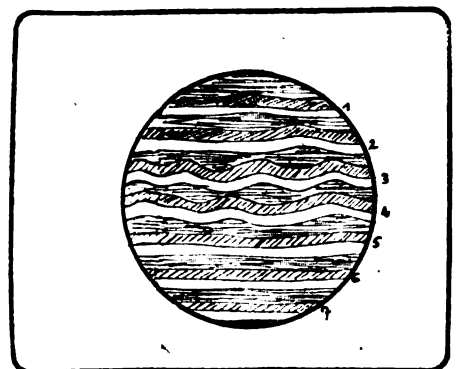


Fig. 6.



suffisamment qu'il y a lieu de changer le style après chaque audition.

Ce que nous en disons est en dehors de toute préoccupation commerciale et simplement dans votre intérêt.

Il va de soi qu'il faut également bien serrer les vis de blocage d'aiguille. Une vis mal serrée peut déjà vibrer par elle-même et il n'est pas nécessaire d'ajouter aux vibrations acoustiques enregistrées, mais en dehors de cela elle peut représenter un point d'articulation, un autre « transformateur », pour se rapporter aux analogies électriques, transformateur non prévu, non étudié, qui viendrait s'interposer entre le disque et le transformateur

réel, voulu qu'est le pivot d'articulation du levier.

Une aiguille mal serrée correspond toujours à un manque de puissance, des vibrations parasites et une distorsion supplémentaire dans la reproduction.

Il y a lieu également de tenir la surface des disques bien propre. Pour cela il est bon, en dehors de leurs pochettes, de prendre les disques par le bord. Il se trouve dans le commerce des essuie-disques. Un morceau de peluche ou de velours peut très bien les remplacer. Ceci paraît peu de chose mais peut vous aider à diminuer notablement le bruit de fond, et les grandes marques s'attachent notamment à diminuer ce bruit de surface, très gênant lors des auditions délicates et peu puissantes.

Nous verrons par la suite l'influence de la pièce dans laquelle on se trouve, le placement de l'appareil lui-même dans la salle et enfin ce qui peut nuire dans un appareil, espérant vous faciliter ainsi une meilleure audition. Naturellement tout ce que nous avons dit ci-dessus à l'usage des amateurs de phonographe s'applique aussi dans le cas du pick-up.



109, rue du Quatre-Août

LYON-VILLEURBANNE (Rhône)

FILS - CABLES
CORDONS POUR T. S. F.



NOS REALISATIONS

Un Amplificateur de puissance

par R. ALINDRET

■ ■ ■ ■ ■

IL arrive fréquemment que pour des applications spéciales, une amplification basse fréquence de puissance assez élevée soit nécessaire.

C'est en particulier le cas pour la reproduction électromagnétique des disques de phonographes lorsqu'il s'agit de donner une audition assez forte, dans une salle de bal, par exemple.

L'amplificateur que nous décrivons ci-dessous a été étudié dans ce but particulier et permet, par simple branchement sur une canalisation de secteur fournissant du courant alternatif 110 volts, d'actionner dans d'excellentes conditions un haut-parleur

puissant pour auditions publiques.

Cet amplificateur comporte une lampe d'attaque à chauffage indirect genre E 415 de Philips ou BW 1010 de Métal, deux lampes de puissance genre E 408 de Philips, P 6 de Fotos ou CL 1257 de Métal montées en un étage push-pull et deux valves redresseuses pouvant supporter une tension relativement élevée, comme la K 30 de Métal, la W 6 de Fotos et la 505 de Philips.

Le schéma que nous reproduisons ci-dessous a été établi en vue de l'emploi d'une lampe E 415 d'attaque, de deux lampes E 408 en push-pull et de deux valves 505 comme redresseuses de la haute tension

Les différentes tensions nécessaires au fonctionnement de l'appareil sont fournies par deux transformateurs branchés sur le secteur.

Le premier de ces transformateurs (T_1) fournit les tensions nécessaires au chauffage des lampes redresseuses et à l'alimentation en tension plaque des lampes amplificatrices. Dans l'appareil dont nous donnons ci-après quelques photographies, ce transformateur est un Sol donnant à un premier secondaire une tension de 2 volts + 2 volts sous une intensité de 2 ampères et à un deuxième secondaire une tension de 500 + 500 volts sous une intensité de 100 milliampères.

Le transformateur T_2 , fournissant

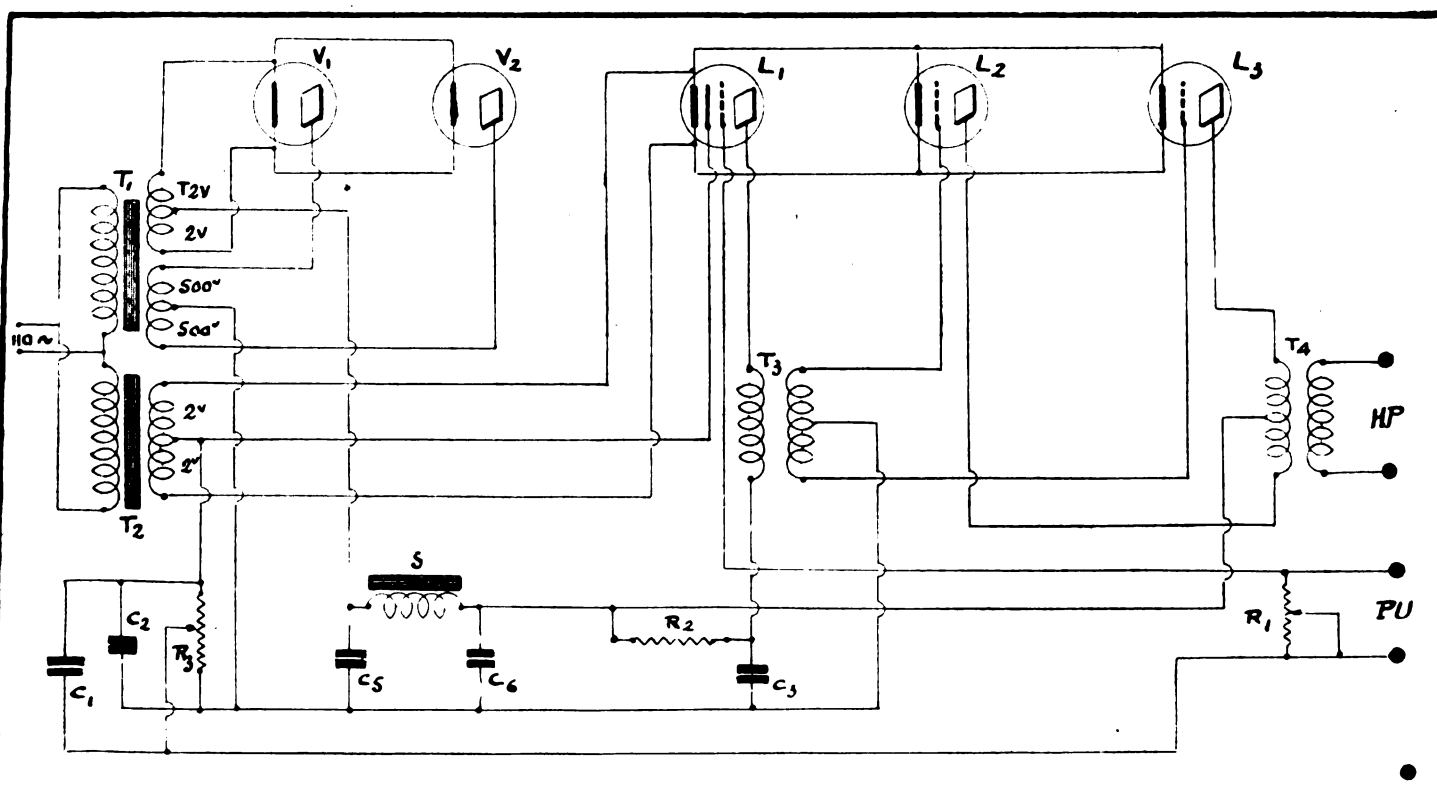


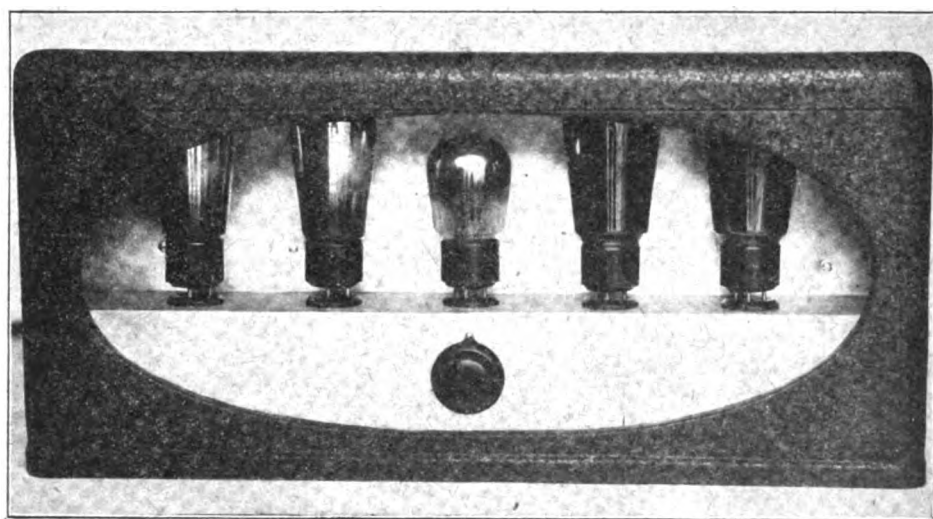
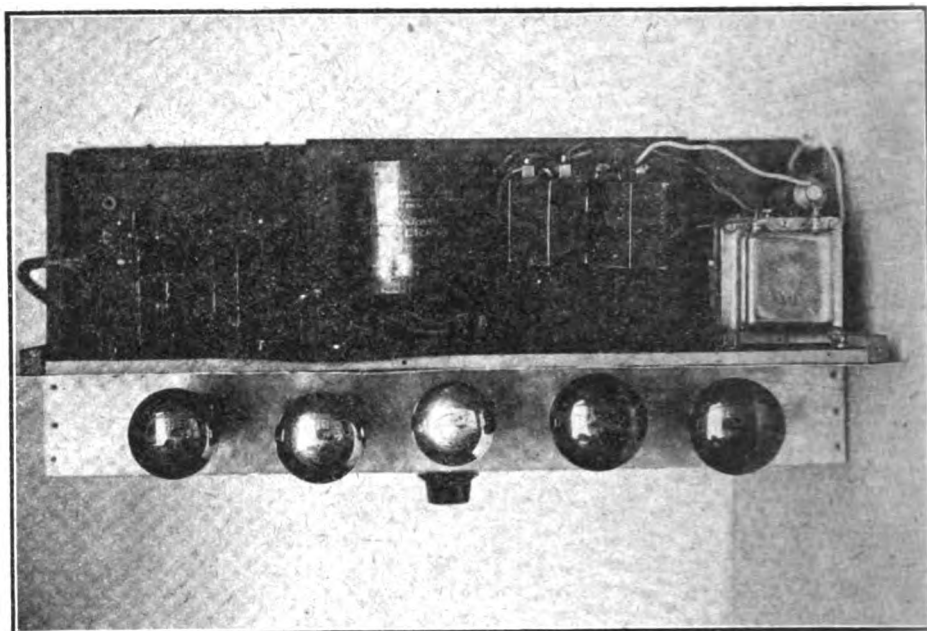
Fig. 1

le courant de chauffage des lampes amplificatrices est un Ferrix donnant au secondaire une tension de $2+2$ volts sous une intensité de 3 ampères.

La tension de 500 volts, redressée par les valves V_1 et V_2 , est filtrée à l'aide de deux condensateurs fixes C_5 et C_6 , ayant chacun une capacité de 6 microfarads, et d'une self S de 50 henrys pouvant tenir une intensité de 100 milliampères.

Dans l'amplificateur que nous décrivons, les condensateurs fixes sont de la Société des condensateurs de Trévoux et sont isolés pour 1.000 volts. La self est des établissements Sol.

La tension redressée et filtrée est appliquée sur la prise médiane du primaire d'un transformateur de sor-



vient augmenter le filtrage de la tension appliquée sur la lampe d'entrée.

La polarisation des grilles des lampes amplificatrices est obtenue en prenant une partie de la tension plaque à l'aide d'un potentiomètre R_3 de 400 ohms (Monopole, par exemple) shunté par les condensateurs C_1 et C_2 de 2 microfarads qui sont comme C_3 du type P.T.T.

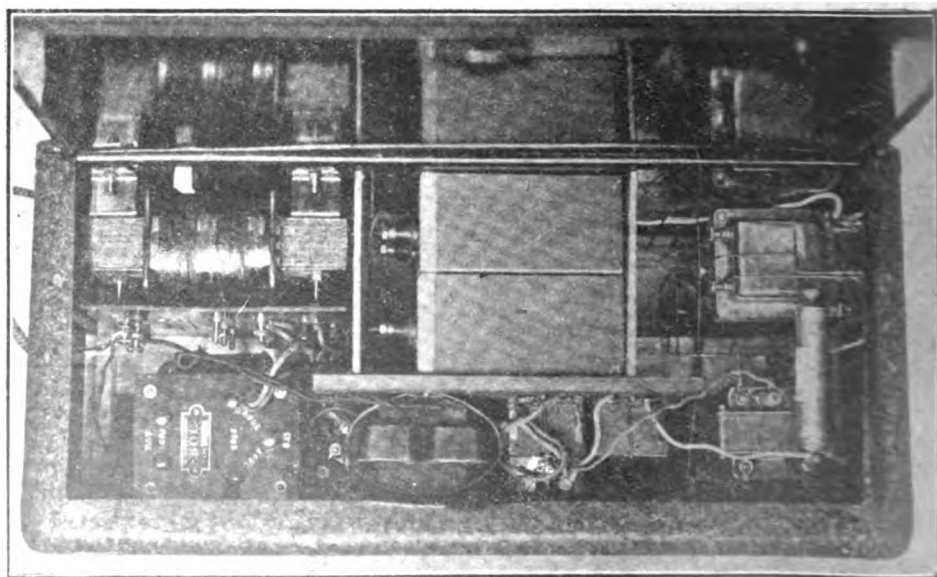
Un rhéostat R_1 de 1 mégohm permet de contrôler le volume de son. Nous avons utilisé dans notre montage un appareil « Résistograd » qui nous donne toute satisfaction, mais il est évident que l'on peut employer tout rhéostat équivalent.

tie de push-pull T_4 (Super-Sol ou Orthoformer Brunet), dont le secondaire est relié au haut-parleur.

Les extrémités du primaire de ce transformateur sont reliées respectivement aux plaques des lampes de puissance L_2 et L_3 dont les grilles sont reliées aux extrémités du secondaire d'un transformateur T_3 d'entrée de push-pull.

Le primaire de T_3 est branché d'une part à la plaque de la lampe L_1 , d'autre part, à la haute tension par l'intermédiaire d'une résistance R_2 de 40.000 ohms (résistance bobinée Alter pouvant supporter 8 milliampères).

Un condensateur fixe C_3 de 2 mfd du type cubique ordinaire des P. T. T.



Les photographies ci-contre indiquent suffisamment comment sont disposés les divers organes de l'amplificateur pour qu'il ne soit pas nécessaire d'en donner un plan de câblage, le schéma que nous reproduisons étant assez explicite.

Il nous faut maintenant mettre en garde nos lecteurs contre le fait que les condensateurs C_1 , C_2 et C_3 sont faits pour fonctionner sous une tension déterminée au delà de laquelle ils peuvent arriver à claquer.

Il ne faut donc jamais les mettre sous tension si les lampes L_1 , L_2 et surtout L_3 ne sont pas en place, car la tension aux bornes de ces condensateurs deviendrait alors trop forte.

Nous n'avons pas indiqué de transformateur d'entrée, le rapport de transformation à donner à ce dernier dépendant du pick-up utilisé.

A titre indicatif on obtient d'excellents résultats, avec un orthoformer Brunet lorsque le pick-up utilisé est un " Igranic " ou un " Arc-Phono ".

Il faudra aussi tenir compte du fait que la pureté d'un amplificateur dépend beaucoup de la polarisation grille de la lampe d'entrée. On réglera facilement cette polarisation à l'aide de R_3 .

A titre indicatif, nous signalons à nos lecteurs que le coffret que nous avons utilisé est métallique et sort des Etablissements Brougnon.

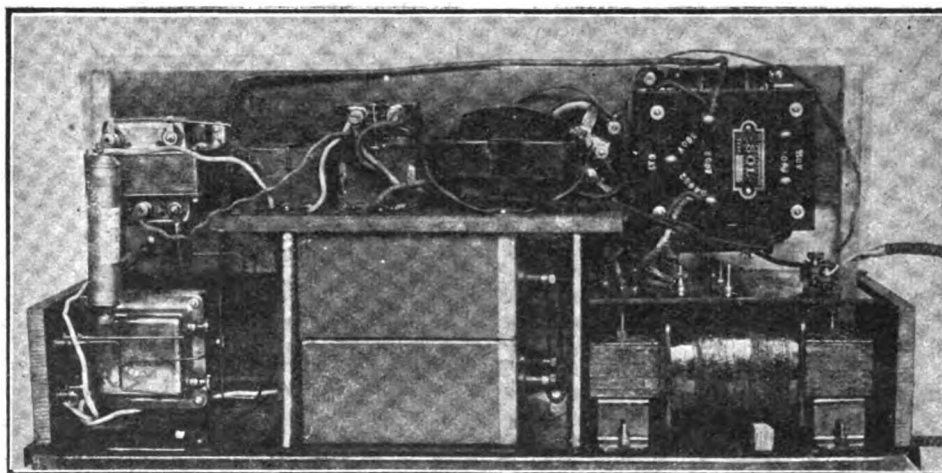
L'amplificateur que nous venons de décrire peut, bien entendu, être utilisé à la suite d'un appareil ordinaire de T. S. F. en l'accouplant à l'aide d'un transformateur de rapport 4 avec la lampe détectrice de cet appareil.

Au cas où le haut-parleur utilisé est à excitation séparée (électrodyna-

mique, par exemple), il faut utiliser un redresseur séparé pour cette excitation ou, ce qui est mieux, se servir d'une partie de la tension plaque pour la fournir. Un amplificateur monté dans ce but particulier sera publié dans un prochain numéro de *Radio-électricité*.

N. D. L. R. — L'abondance des matières nous oblige à reporter la parution de la suite de notre réalisation d'un capacimètre précis.

N.-B. — Les photographies agrandies illustrant cet article ont été obtenues avec un pocket Z modèle B des établissements Zion, 140 bd Richard-Lenoir, Paris XI^e.



Le réglage des postes récepteurs de T. S. F. par l'emploi des dispositifs de repérage nominal Valundia

■ ■ ■ ■ ■

IMPORTANCE CAPITALE PRISE PAR LA QUESTION DU RÉGLAGE

DE très nombreux constructeurs ont fait, pour la mise au point de leurs montages radio-techniques, de louables efforts qui ont été souvent couronnés de succès.

On peut considérer en particulier que les différents types de superhétérodynes de production récente donnent toute satisfaction, tant au point de vue de la sensibilité qu'au point de vue de la sélectivité.

Mais, jusqu'à présent, les constructeurs s'étaient presque tous, et bien à tort, à peu près complètement désintéressés des perfectionnements d'ordre purement mécanique qu'il convenait d'apporter à leurs appareils pour en faciliter l'utilisation.

Le nombre des stations émettrices qu'il est possible de recevoir s'est considérablement accru ; mais les moyens de réglage sont restés les mêmes, et l'on sait qu'ils sont des plus rudimentaires !

Il est vraiment temps de mettre au rancart ces « vieilles lunes » de cadrans circulaires gradués arbitrairement, tantôt en degrés et tantôt en centièmes de demi-tour !

Et il est devenu indispensable d'envisager l'adoption d'un mécanisme de réglage qui soit en harmonie avec la haute valeur radiotechnique de nos récepteurs modernes et qui permette d'utiliser commodément, en pratique courante, tous les avantages qui résultent des perfectionnements remarquables qui y ont été apportés.

Il est certain que les constructeurs qui commettraient la faute de rester enlisés dans la routine de repérages périmés verront sous peu la clientèle se désintéresser de leur fabrication, quelle que puisse être la valeur de leurs appareils au point de vue radiotechnique.

LE REPÉRAGE NOMINAL VALUNDIA EST LE PIANOLA DE LA T. S. F.

Peu importe à l'amateur que son appareil soit capable de recevoir 40 ou 50 émissions différentes, et qu'il permette d'entendre des concerts donnés à plusieurs milliers de kilomètres, s'il est indispensable, pour obtenir ces merveilleux résultats, que ledit appareil soit manœuvré par un technicien spécialisé et si cette virtuosité ne peut s'acquiescer qu'après un entraînement de très longue durée.

La seule chose qui intéresse l'amateur, c'est le nombre de stations qu'il pourra effectivement recevoir en opérant lui-même.

Et l'amateur ne se contentera certainement pas d'un repérage établi d'après les longueurs d'onde lorsqu'il saura qu'il existe des dispositifs donnant le repérage NOMINAL DIRECT de toutes les principales stations émettrices.

Certes, l'amateur éclairé ne demandera jamais qu'on lui livre une sorte de boîte à musique entièrement automatique, car il sait que la longueur d'onde de chaque station émettrice n'est pas toujours rigoureusement constante ; et il sait, en outre, que le réglage d'un récepteur de T. S. F. doit tenir compte, notamment, des caractéristiques des lampes employées.

Mais il apprendra certainement avec grande satisfaction que, sans aucun apprentissage préalable, il pourra dorénavant devenir lui-même d'emblée un virtuose consommé à la seule condition que son récepteur soit muni d'un dispositif de repérage nominal Valundia ; car c'est avec raison qu'on a pu dire : *le repérage nominal Valundia est le Pianola de la T. F. S.*

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES DES DISPOSITIFS VALUNDIA

Tous les dispositifs Valundia présentent les caractéristiques générales ci-après :

1° Même dans le cas où le récepteur comporte deux accords indépendants, le réglage s'obtient toujours à l'aide d'une visée unique faite sur une échelle de repérage rectiligne fixe.

2° Les échelles de repérage, qui sont complètement indépendantes de l'étalement de chaque récepteur, portent des traits équidistants et sont graduées directement en longueurs d'onde ; elles portent en outre, gravées sur un organe amovible, les listes des noms des principales stations émettrices.

Il suffit donc de contracter un abonnement à l'édition périodique des listes pour pouvoir tenir compte, avec la plus grande facilité, des modifications qui sont assez fréquemment apportées dans la répartition des longueurs d'onde.

3° Tous les combineurs sont commandés simultanément à l'aide d'un levier unique qui agit également sur la permutation des échelles de repérage, de telle façon que l'appareil est toujours en état de permettre la réception de l'une quelconque des stations dont les

noms peuvent être lus sur la liste qui est mise en évidence.

Il est manifeste que la réalisation de ces trois caractéristiques permet d'obtenir avec la plus grande facilité un réglage très rapide, dans des conditions particulièrement intéressantes et entièrement nouvelles.

TABEAU DE REPÉRAGE VALUNDIA ET BLOC DE REGLAGE VALUNDIA

Pour permettre de répondre à toutes les demandes, il a été établi deux modèles spéciaux désignés respectivement sous les noms de « Tableau de repérage » et de « Bloc de réglage ».

Le tableau de repérage Valundia ne comporte que les organes de repérage proprement dits ainsi qu'une petite lampe pour l'éclairage des repères.

Des supports spéciaux permettent l'utilisation de condensateurs variables d'un type quelconque.

On peut également utiliser des combineurs d'un type quelconque.

Le tableau de repérage Valundia peut être utilisé quel que soit le nombre de gammes de longueurs d'onde et quel que soit le mode de réglage adopté : bouton unique ou accords indépendants.

Le tableau de repérage peut être monté dans un coffret spécial et utilisé pour moderniser n'importe quel récepteur.

Le Bloc de réglage Valundia comporte, outre les organes de repérage et la lampe pour l'éclairage des repères, deux condensateurs variables avec démultiplicateurs, deux combineurs et leur commande conjuguée, deux oscillatrices, un support de bgrille et toutes les connexions.

Le bloc complet constitue l'âme même d'un superhétérodyne.

Le type normal a été établi pour le cas de deux réglages indépendants et de deux gammes de longueurs d'onde.

Pour tous autres montages, le bloc peut d'ailleurs être réalisé avec les modifications convenables.

Tous les dispositifs Valundia étant basés sur l'application des mêmes principes, on se bornera à donner, ci-après, la description détaillée du « Tableau de repérage Valundia » type A établi pour le cas de deux réglages indépendants, et de deux gammes de longueurs d'onde (1).

(1) Une notice spéciale donne la description du Tableau de repérage Valundia, type B établi pour le cas où le réglage est obtenu à l'aide d'un seul bouton de manœuvre et où il est en usage de plus de deux gammes de longueurs d'onde.

DESCRIPTION DU TABLEAU DE
 REPÉRAGE VALUNDIA, TYPE A.

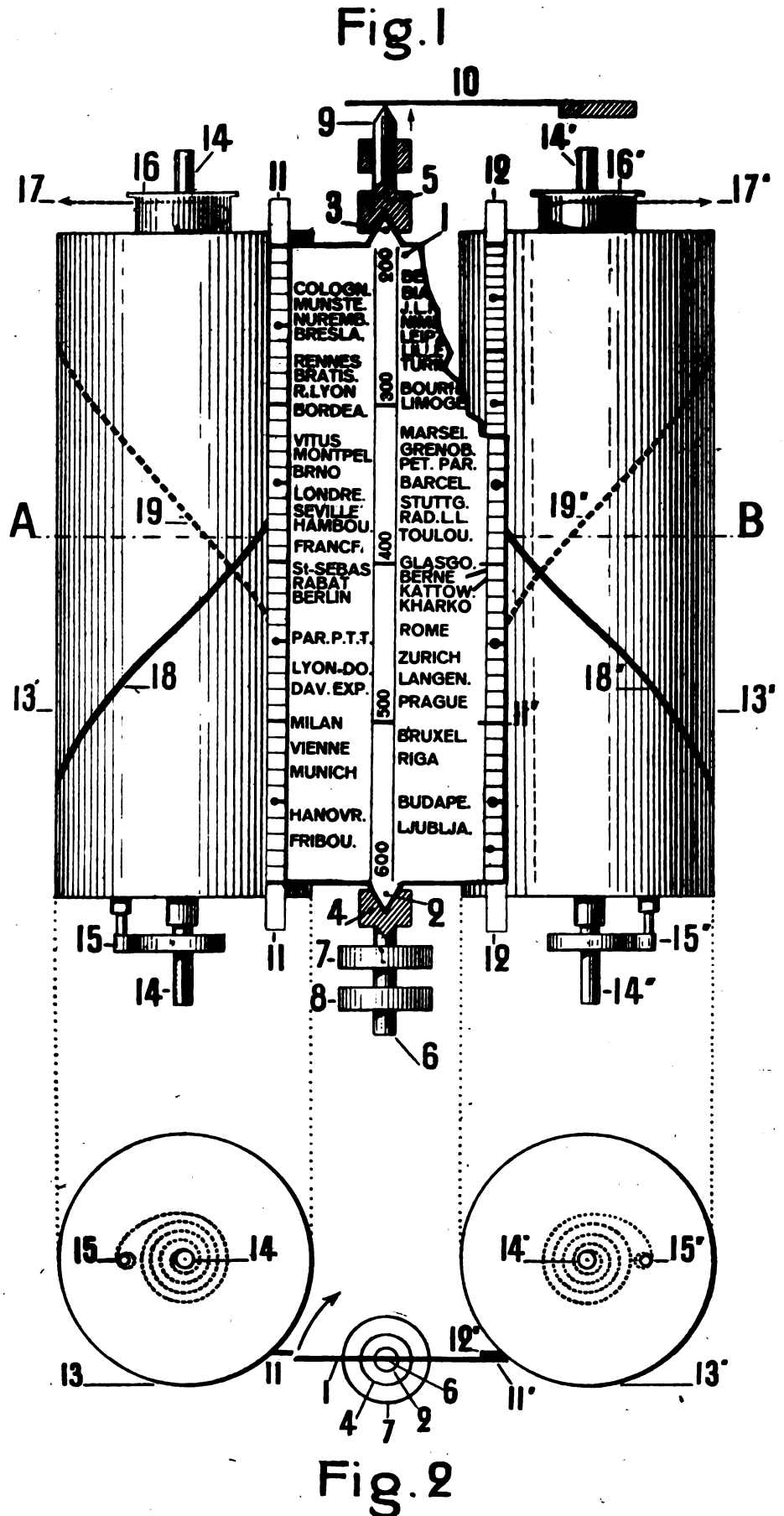
Les figures schématiques 1 et 2 représentent respectivement en élévation et en coupe suivant A B, les organes essentiels du Tableau de repérage Valundia type A.

Les figures 3 et 4 montrent, en vraie grandeur, l'un des organes utilisés dans les figures 1 et 2.

Dans toutes ces figures, 1 désigne un volet amovible muni de deux tenons triangulaires 2 et 3 qu'on engage dans les deux mortaises coniques 4 et 5 ; 6 désigne un arbre dont l'une des extrémités porte la mortaise 4 et qui commande les combineurs 7 et 8 ; 9 désigne un arbre dont l'une des extrémités porte la mortaise 5 et qui est constamment poussé vers le bas par un ressort 10 ; 11 désigne une réglette graduée fixe qui porte les subdivisions des longueurs d'onde pour la gamme des petites ondes ; 12 désigne une réglette graduée fixe qui porte les subdivisions des longueurs d'onde pour la gamme des grandes ondes ; 13 et 13' désignent deux tambours cylindriques qui peuvent tourner autour des axes fixes 14 et 14' ; 15 et 15' désignent deux ressorts de rappel fixés, d'une part aux tambours 13 et 13' et, d'autre part, aux axes 14 et 14' ; 16 et 16' désignent deux poulies solidaires des tambours 13 et 13' ; 17 et 17' désignent deux chafnettes métalliques qui sont utilisées pour transmettre aux cylindres 13 et 13' tous les déplacements des rotors des condensateurs variables et qui sont à cet effet fixées, d'une part, aux poulies 16 et 16' et, d'autre part, à des poulies montées sur les axes desdits condensateurs ; 18, 18' et 19, 19' représentent deux groupes d'index curvilignes qui correspondent respectivement aux grandes ondes et aux petites ondes et qui sont tracés, comme il sera expliqué plus loin, sur des feuilles d'ivoire enroulées autour des cylindres 13 et 13'.

La face avant du volet 1 porte (voir figure 3) la bande centrale d'une échelle à graduations équidistantes sur laquelle sont inscrits — de 100 mètres en 100 mètres — les chiffres qui indiquent les longueurs d'onde pour la gamme des petites ondes. Cette même face avant porte, en outre, de chaque côté de la bande centrale (en toutes lettres ou en abrégé), les noms des principales stations émettrices comprises dans la gamme des petites ondes, chaque inscription étant faite à la hauteur de la longueur d'onde correspondante. Elle porte enfin, sur son côté droit (qui masque 12), la reproduction de la réglette 11 dont les graduations donnent les subdivisions des longueurs d'onde, de 10 mètres en 10 mètres.

La face arrière du volet 1 porte de même (voir figure 4), et avec des dispositions analogues, toutes les indications correspondantes pour la gamme des grandes ondes.



L'échelle de repérage complète est toujours constituée par l'une des faces du volet 1 et par l'une des réglettes fixes (11 pour les petites ondes, et 12

pour les grandes ondes) ; et la largeur totale de cette échelle est assez réduite pour que ses deux arêtes verticales, qui sont utilisées comme lignes de

repérage, puissent être observées simultanément d'un seul coup d'œil.

Pour permettre l'association intuitive de chacune des échelles de repérage avec les index correspondants, tous les tracés qui concernent les petites ondes sont faits en noir, et tous ceux qui concernent les grandes ondes sont faits en rouge.

Pour passer de la gamme des petites ondes à la gamme des grandes ondes, il faut faire tourner l'arbre 6 dans le sens indiqué par la flèche.

Le volet amovible 1 étant entraîné par friction, on voit qu'il suffit que la mortaise 4 fasse, à chaque manœuvre, un peu plus d'un demi-tour pour que le volet prenne automatiquement une position correcte en venant, suivant le cas, buter contre 11 ou contre 12.

Les tracés des index curvilignes 18, 18' et 19, 19' s'obtiennent en procédant comme suit :

Après avoir réglé les condensateurs pour recevoir les émissions d'une station déterminée, on marque, sur les cylindres 13 et 13', et suivant les génératrices qui correspondent aux deux arêtes verticales extérieures des réglettes fixes, les deux points qui se trouvent à la hauteur de la graduation horizontale pour laquelle le réglage a été effectué. On répète la même opéra-

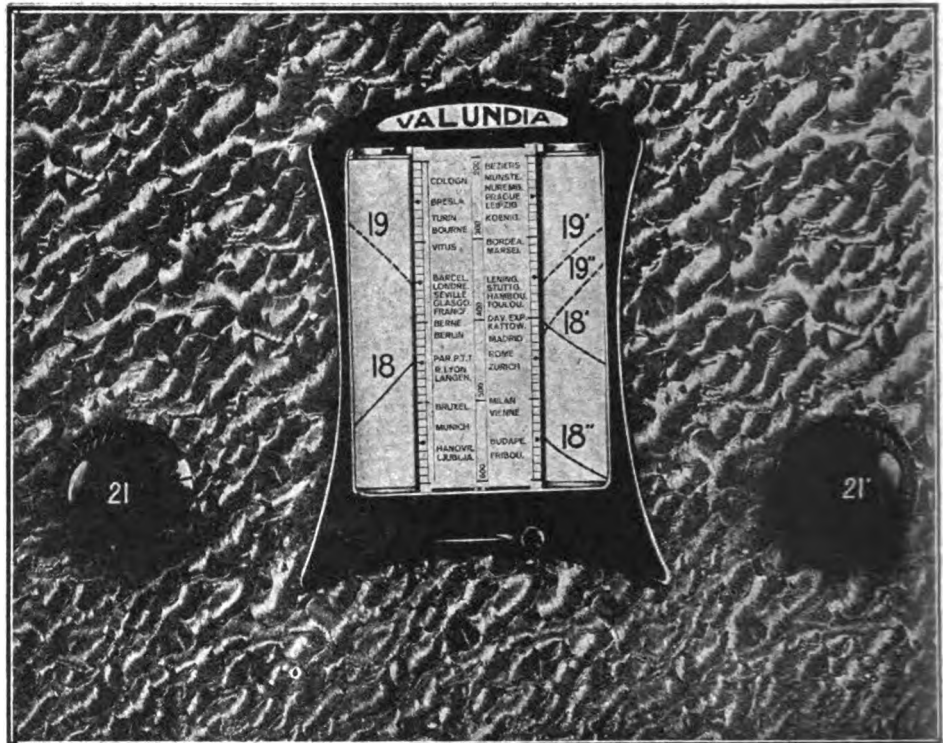


Fig. 5. Tableau de repérage Valundia : vue de face. 20 levier de manœuvre permettant d'agir simultanément sur les positions des combinateurs et sur la permutation des échelles de repérage : 21 et 21' boutons de manœuvre des condensateurs variables.

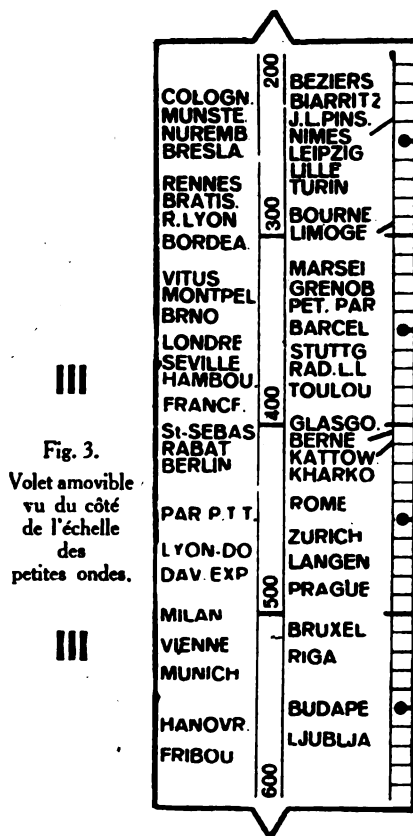


Fig. 3.

Volet amovible vu du côté de l'échelle des petites ondes.

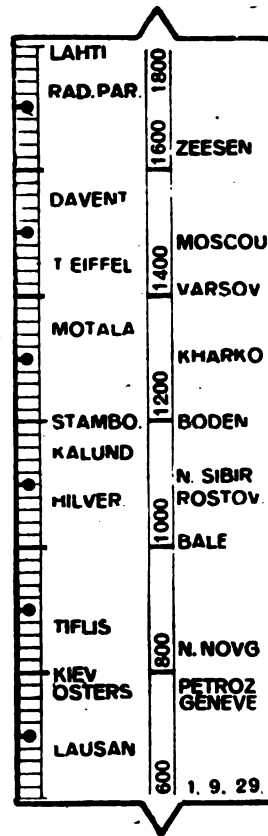


Fig. 4.

Volet amovible vu du côté de l'échelle des grandes ondes.

tion pour un certain nombre de stations ; puis on réunit les points de repérage par un trait continu.

Il est clair que les deux courbes ainsi obtenues donnent l'étalonnage complet du récepteur et qu'elles permettent, non seulement de retrouver les réglages correspondant aux stations qui ont été repérées directement, mais encore de trouver les réglages qui donnent toutes les stations dont les noms figurent sur les listes. En utilisant la graduation en longueurs d'onde, ces courbes peuvent d'ailleurs être utilisées également pour trouver les réglages correspondant aux stations dont les noms ne figureraient pas sur les listes.

Pour bien séparer les index curvilignes 18, 18' correspondant aux grandes ondes, des index curvilignes 19, 19' correspondant aux petites ondes, on a pris soin d'inverser le sens des inscriptions des graduations (sens de l'accroissement : du haut vers le bas pour les petites ondes et du bas vers le haut pour les grandes ondes) (1).

(1) Il convient de signaler que le tracé des index curvilignes ne comporte aucune majoration dans le prix d'établissement d'un récepteur, car il ne s'agit, en réalité, que de la traduction graphique des tableaux d'étalonnage qui accompagnent toujours, obligatoirement, la livraison de chaque appareil.

L'emploi d'éléments standardisés permet d'ailleurs à chaque constructeur de faire établir un cliché pour l'impression desdits index.

Le tracé des index curvilignes peut également être fait par l'amateur lui-même en utilisant des crayons de marque quelconque.

Fig. 3

Fig. 4

ÉCHELLE 1/1 GRANDEUR NATURELLE

Sur les figures 5 et 6 qui montrent respectivement les vues avant et arrière d'un tableau Valundia, type A, on remarque, outre les organes essentiels ci-dessus décrits, un levier 20 qui, par l'intermédiaire d'une transmission appropriée, permet d'agir simultanément, à l'aide d'une manœuvre unique, sur les positions des combinateurs et sur la permutation des échelles de repérage.

On y voit, également, les boutons de manœuvre 21 et 21' des condensateurs variables, ainsi que les supports intermédiaires 22 et 22' qui sont établis pour permettre l'utilisation de n'importe quel modèle de condensateur variable.

L'échelle de repérage et les index sont éclairés par une petite lampe 23 montée à la partie supérieure du tableau.

Une glace amovible sert, à la fois, pour la protection du mécanisme et pour assurer un éclairage uniforme en réfléchissant vers le bas une partie de la lumière émise.

On remarquera que, grâce aux dispositions adoptées, on a pu éviter toute ombre portée et tout effet de paralaxe.

Et toutes vérifications éventuelles (par exemple, en cas d'adoption de lampes nouvelles) peuvent également être effectuées avec la plus grande facilité.

On ne doit, au surplus, pas oublier que, quel que soit le mode de repérage visuel utilisé, le réglage doit toujours être finalement rectifié en se laissant guider non plus par la vue, mais bien par l'ouïe qui est, en dernière analyse, le seul sens intéressé.

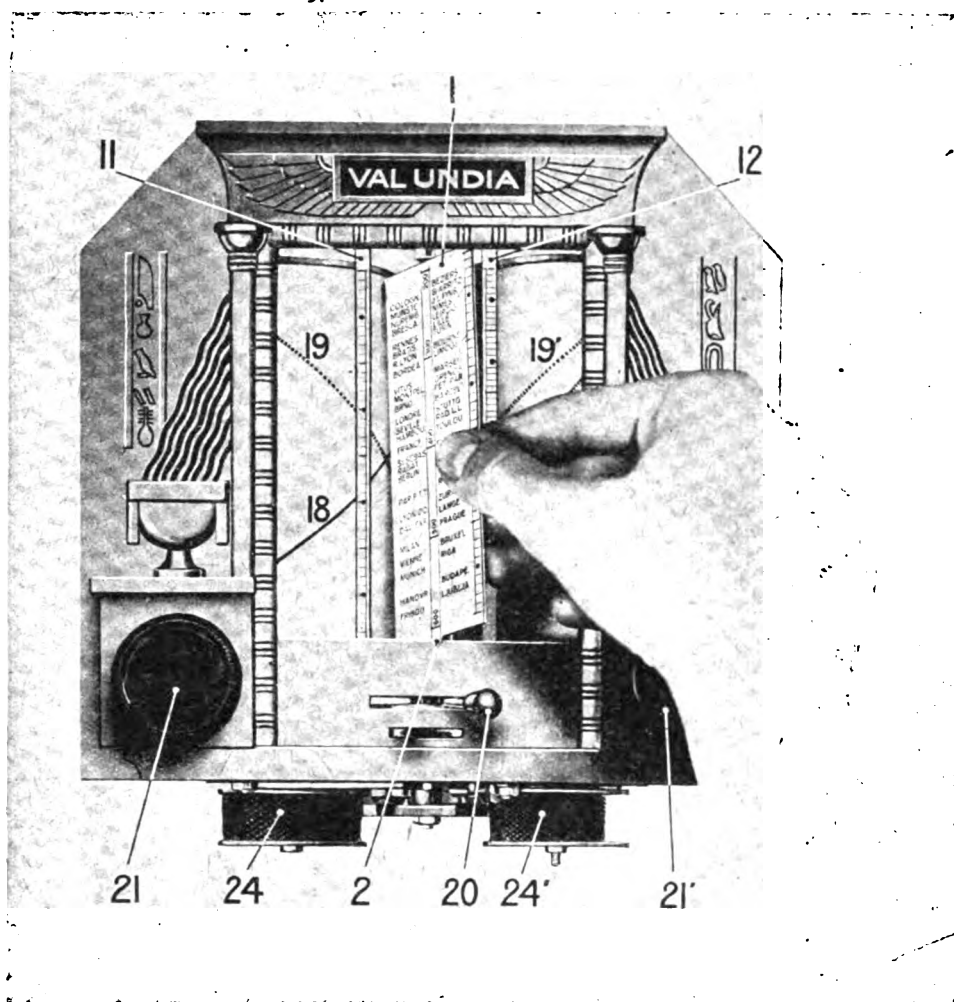


Fig. 7. Bloc de réglage Valundia. Vue de face montrant comment on remplace un volet portant des listes périmées par la dernière édition portant les listes mises au jour.

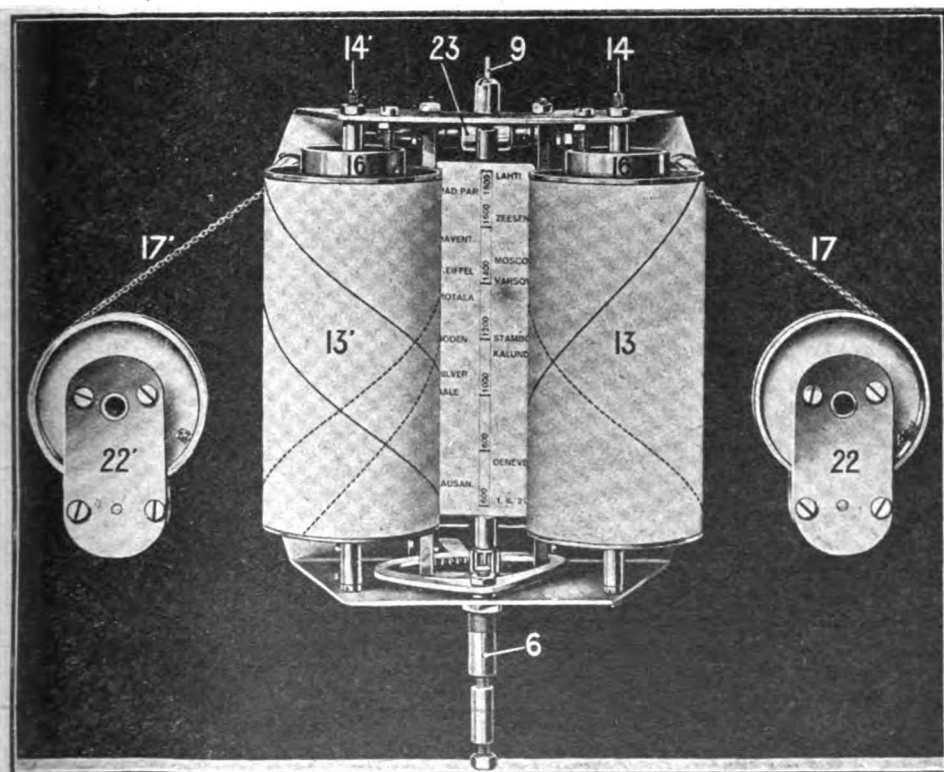


Fig. 6. Tableau de repérage Valundia vue arrière.

La glace est fixée dans un enjoliveur dont le style peut être mis en harmonie avec le meuble dans lequel est monté le récepteur.

BLOC DE RÉGLAGE VALUNDIA

Sur les figures 7 et 8, qui représentent un bloc de réglage complet pour superhétérodyne, on distingue, outre les organes susindiqués, les bobines oscillatrices 24 et 24' ainsi que le support de la bigrille 25. On y distingue également les cinq bornes 26, 27, 28, 29 et 30 qui servent à établir les connexions avec le cadre, le Tesla, et la source utilisée pour le chauffage.

Sur la fig. 8 (dans laquelle on a retiré les feuilles d'ivoire sur lesquelles sont tracés les index curvilignes), on remarquera que les condensateurs variables ont été logés dans l'intérieur des cylindres 13 et 13'.

L'ensemble du bloc, qui comprend toutes les connexions des oscillatrices et constitue, ainsi que cela a été déjà dit plus haut, l'âme même du superhétérodyne, se monte avec la plus grande facilité, car il suffit de 4 vis pour le fixer sur la paroi avant du récepteur, qui est serré entre le bâti du bloc et l'enjoliveur 31.

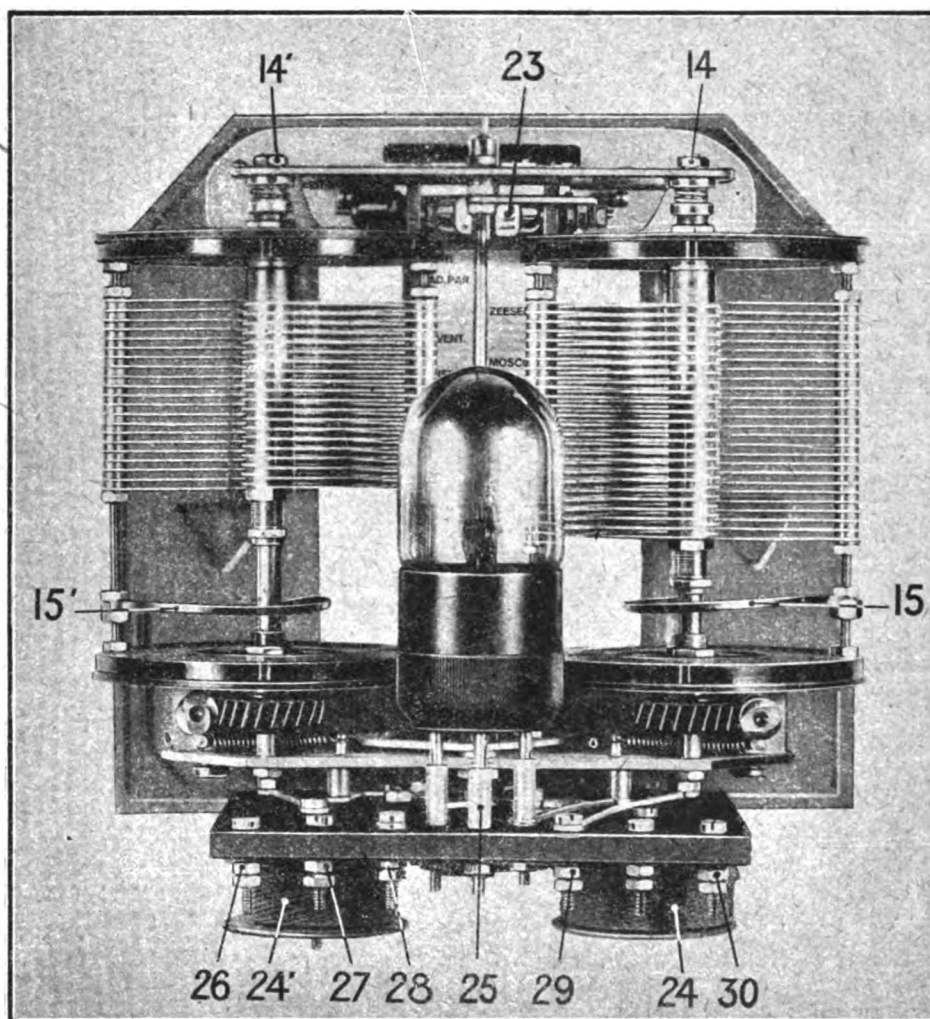


Fig. 8. Bloc de réglage Valundia : vue arrière. Les feuilles d'ivoirine portant les index ont été retirées pour montrer les condensateurs.

REMARQUE TRÈS IMPORTANTE

Lorsque on utilise un montage du type superhétérodyne, on sait que, pour une longueur d'onde déterminée, on a le choix entre deux réglages distincts du condensateur de l'hétérodyne.

On sait également que, pour chaque position du condensateur de l'hétérodyne, on peut recevoir les émissions faites sur deux longueurs d'onde différentes (l'écart correspondant au double de la valeur admise pour la moyenne fréquence) et qu'il en résulte assez fréquemment des interférences très gênantes qu'il est impossible d'éliminer si l'on n'utilise qu'un seul réglage.

Il y aura donc le plus grand intérêt à tracer, pour chaque gamme, les deux index qui correspondent à chacun des réglages susvisés car, en cas d'interférence en utilisant l'un d'eux, on pourra passer instantanément sur l'autre.

Il convient encore de signaler que l'emploi des deux index fait connaître les noms des stations qui sont suscep-

bles d'interférer avec la station cherchée et que cet emploi fournit, par suite, une indication précieuse sur l'orientation qu'il convient de donner au cadre pour mieux éliminer les gêneurs.

Dans la figure 5, où l'on a supposé le condensateur d'hétérodynation placé sur la droite, les deux index susvisés ont été désignés respectivement par 19' et 19''; et l'on voit qu'en cherchant Barcelone avec l'index 19', on risque d'être éventuellement gêné par Berlin.

COMMENT ON REMPLACE UN VOLET PORTANT DES LISTES PÉRIMÉES PAR LA DERNIÈRE ÉDITION PORTANT LES LISTES MISES A JOUR

Pour retirer un volet portant des listes périmées, il suffit de le soulever pour dégager son tenon inférieur 2 (voir figure 7). Et, pour mettre en place un nouveau volet portant les listes mises à jour, il suffit d'engager son tenon supérieur 3 dans la mortaise 5,

puis de le soulever, de façon à permettre d'engager ensuite son tenon 2 dans la mortaise 4.

On remarquera que le remplacement du volet se fait à la main sans aucun outil, ne demande aucun effort, et s'effectue en quelques secondes.

COMMENT ON RÈGLE UN RÉCEPTEUR ÉQUIPÉ EN VALUNDIA POUR RECEVOIR LES ÉMISSIONS D'UNE STATION DÉTERMINÉE.

Pour recevoir les émissions d'une station déterminée sur un récepteur équipé en Valundia, il suffit :

1° De placer le levier 20 de façon à mettre en évidence l'échelle de repérage (rouge ou noire) qui comprend la station cherchée ;

2° D'agir sur les boutons de manœuvre 21 et 21' de façon que les index ayant la couleur de l'échelle utilisée coupent les bords de ladite échelle à la hauteur qui correspond à la station cherchée.

AUTRE FAÇON D'UTILISER LES DISPOSITIFS VALUNDIA

Les dispositifs Valundia permettent non seulement de trouver le réglage correspondant à une station déterminée, mais encore, ce qui est tout particulièrement intéressant, de trouver toutes les stations qui font des émissions à un moment déterminé.

On voit, en effet, qu'en agissant simultanément sur les deux boutons 21 et 21' de façon que les index curvilignes coupent toujours les lignes de repérage à la même hauteur, on effectuera l'exploration méthodique de la « Vallée des Ondes », ce qui permettra d'entendre défilé successivement toutes les stations qui feront des émissions au moment de l'écoute.

COMMENT ON PEUT MODERNISER UN RÉCEPTEUR DE TYPE QUELCONQUE PAR L'ADJONCTION D'UN DISPOSITIF VALUNDIA

Le tableau de repérage Valundia peut être monté dans un coffret et équipé avec des condensateurs retirés d'un récepteur quelconque.

Quatre conducteurs suffisent pour raccorder ce coffret avec le récepteur.

Des enjoliveurs de styles variés permettent de masquer les ouvertures par lesquelles passaient les axes des condensateurs. Ces ouvertures sont d'ailleurs utilisées pour le passage des 4 conducteurs susvisés.

Il est donc loisible à tout possesseur d'un récepteur d'un type quelconque, de le faire moderniser par l'adjonction d'un tableau de repérage Valundia.

CONSEILS d'un BRICOLEUR

MONTAGES

DANS le dernier numéro de *Radioélectricité et Q. S. T. français* nous avons vu comment constituer le circuit d'accord d'un poste récepteur ; celui-ci nous permet de disposer de différences de potentiel alternatives de haute fréquence correspondant à l'onde modulée que nous dési-

galène est donné par la figure 6. Les oscillations à détecter sont appliquées entre les bornes 1 et 2. En 3 et 4 se branche le récepteur téléphonique ou le primaire du premier transformateur de l'amplificateur de basse fréquence. Le condensateur fixe C sert à livrer passage à la composante HF du courant détecté : sa capacité est de 2, 3 ou 4/1000 de Mfd ; ces trois valeurs conviennent.

oscillations sont appliquées à la grille par l'intermédiaire du condensateur de détection C (0,1 à 0,3/1000 de Mfd), d'autre part la grille est maintenue à un potentiel convenable, grâce à la résistance R (2 à 4 mégohms). Le courant détecté est disponible entre 3 et 4 et C₁ est de même valeur que C de la figure 6. Le chauffage du filament est réglé par le rhéostat Rh de 30 ohms.

Le schéma 8 est la correspondance de la figure 7, mais la lampe est une bigrille. Les valeurs des différents organes sont les mêmes que pour une triode.

Voyons maintenant un autre montage dans lequel la détection est obtenue par l'utilisation de la courbure inférieure de la caractéristique plaque.

Le schéma de principe est représenté figure 9. Ici la grille est directement reliée au circuit oscillant, et est portée à un potentiel négatif de quelques volts grâce à la pile P (pile pour lampe de poche). Le point de fonctionnement le meilleur est obtenu par la manœuvre du potentiomètre Pot. La résistance de ce dernier peut être comprise entre 400 et 1500 ohms, mais au-dessus de 600 ohms il y a lieu de le shunter par un condensateur de 6/1000, représenté en pointillé sur la figure. Les autres organes ont les mêmes valeurs que pour la détection par caractéristique de grille.

Voici quels sont les deux meilleurs moyens de détecter par lampes ; avant de passer au chapitre dépannage, il nous paraît utile de faire quel-

Fig. 6

rons recevoir (en radiophonie, cela s'entend, nous ne nous occupons que de ce sujet). Chacun sait que, si nous appliquons ces oscillations directement à un récepteur téléphonique, celui-ci restera muet par suite de la trop grande impédance de ses enroulements et de l'inertie de sa membrane vibrante. D'ailleurs le courant HF précité a une valeur moyenne nulle, il faut le transformer en un courant susceptible d'actionner le téléphone, courant que l'on a pris l'habitude d'appeler « de basse fréquence » et qui n'est autre que de la HF redressée. Cette transformation est opérée par le détecteur, organe aussi important que le circuit d'accord, en ce sens qu'il est comme ce dernier indispensable pour recevoir une émission radiophonique.

Parmi les divers types de détecteurs connus, il s'en trouve actuellement deux seulement dont l'usage est courant, et encore l'un de ceux-ci est-il de moins en moins employé : nous voulons parler de la bonne vieille galène.

Le schéma d'un circuit détecteur à

Malheureusement, si le détecteur à galène offre l'avantage d'une grande simplicité, il n'est pas sensible et puissant comme la lampe détectrice, laquelle se prête à différents montages dont nous allons parler.

La figure 7 représente une lampe triode montée de façon telle que la détection a lieu par la courbure de la caractéristique de grille. Le circuit oscillant est branché en 1 et 2 ; les

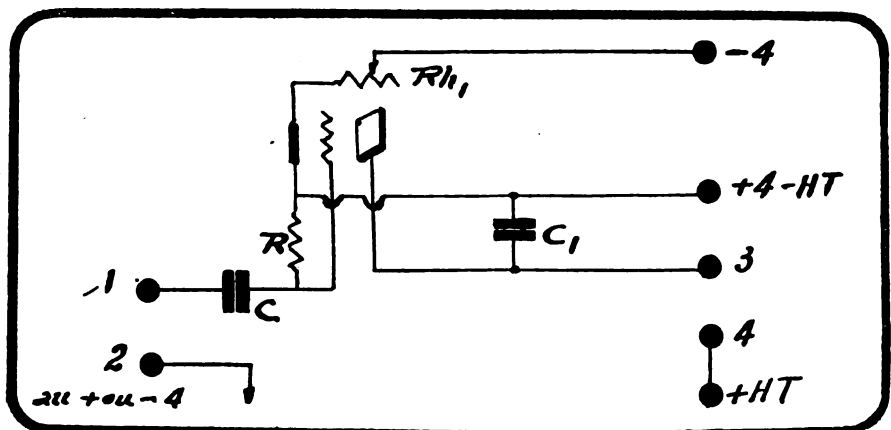


Fig. 7

ques remarques sur l'utilisation de l'un ou l'autre procédé.

La détection par caractéristique de grille jouit d'une plus grande sensibilité que la détection par caractéristique de plaque lorsque l'on a affaire à une faible puissance, par exemple lorsque l'on détecte sans amplifier en HF ou en n'ayant qu'un étage avant la détectrice. Mais, dès que le courant à redresser devient un peu important, l'on arrive vite à saturation, et la déformation devient grande. La tension anodique à appliquer à une lampe détectrice ainsi montée peut varier dans d'assez grandes limites, le meilleur voltage se trouve néanmoins entre 60 et 70 volts. Dans la pratique courante, l'on se sert souvent de 80 volts afin de ne pas être obligé de faire une prise spéciale pour l'étage de détection; c'est là une mauvaise façon de faire, et il est toujours préférable de rechercher le voltage donnant le meilleur rendement.

Lorsque le récepteur comporte plusieurs étages d'amplification HF, ou est un changeur de fréquence, il y a tout avantage à employer le montage détecteur par caractéristique plaque.

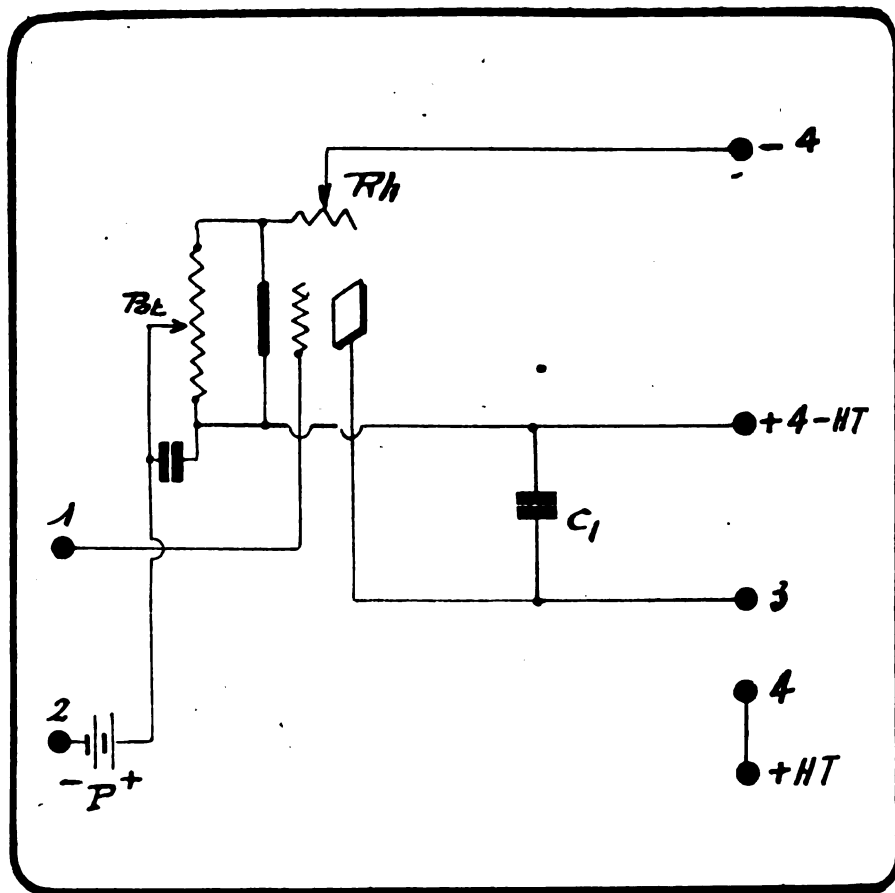


Fig. 9

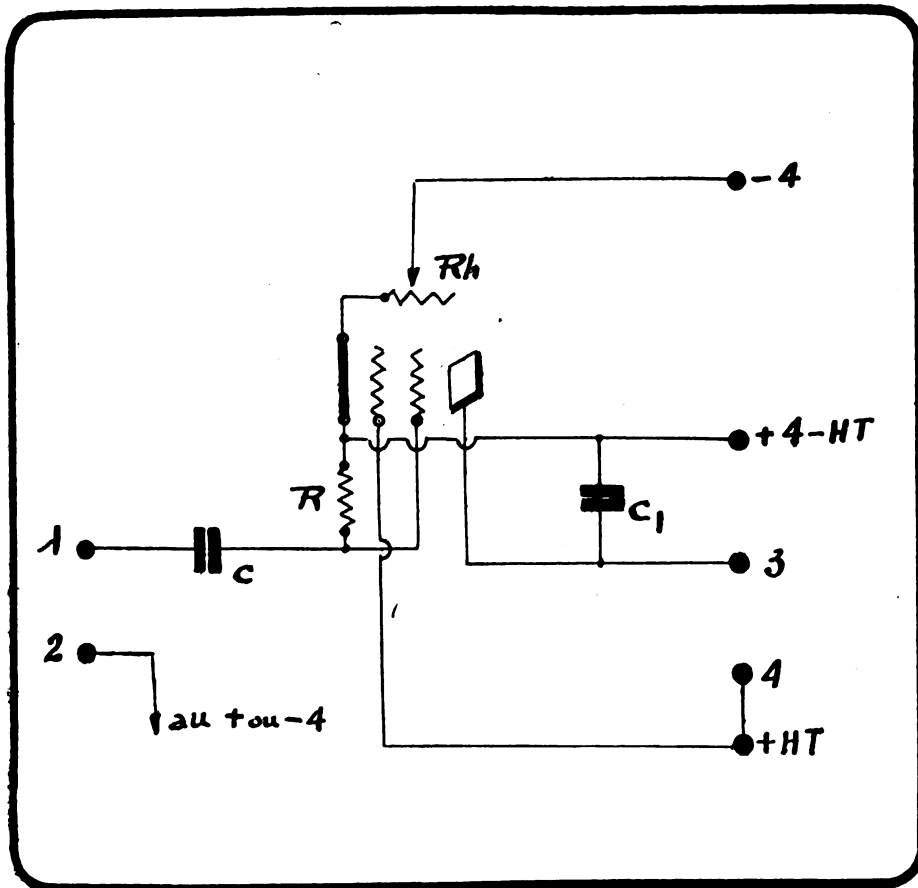


Fig. 8

Outre l'avantage de pouvoir appliquer à la lampe détectrice des oscillations de grande amplitude, l'on bénéficie encore d'autres qualités : dépense de courant HT moindre, meilleure sélectivité de l'ensemble, car aucun courant grille ne prend naissance et ne vient ainsi amortir le circuit oscillant d'attaque, enfin la pureté est remarquable si l'on a soin d'employer une lampe et une tension plaque adéquates à la puissance. Plus celle-ci est forte et plus il faut augmenter le potentiel d'anode ; dans certains cas, par exemple, lorsque l'on a un super comprenant une HF et deux MF à écrans, l'emploi en détectrice d'une lampe BF avec une tension plaque de 160 volts et une forte polarisation grille est tout à fait indiqué, l'on réalise ainsi ce que l'on appelle la détection de puissance.

Nous sommes maintenant en mesure de monter un récepteur complet : assemblons les figures 3 et 7, nous obtenons la figure 10 qui est le schéma d'un poste à une lampe le plus simple : détectrice. Un tel ensemble ne présente pas une grande sensibilité et il nous faut avoir recours à

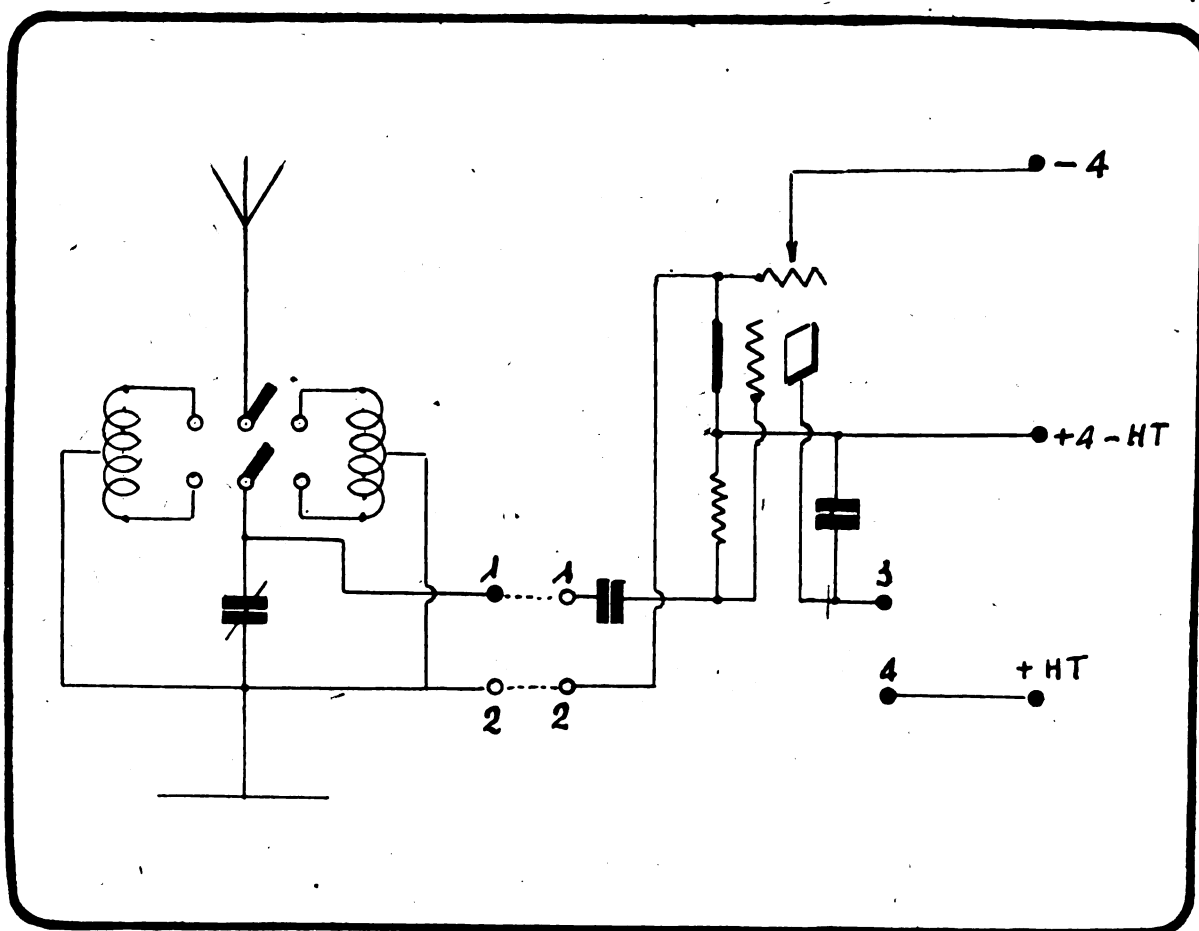


Fig. 10

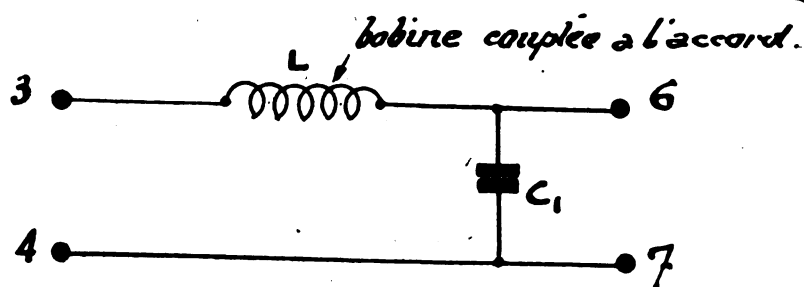


Fig. 11

vent de la réaction électrostatique telle que la représente la figure 12. Ici les courants HF sont bloqués par une self semi-apériodique à plots S et renvoyés sur le circuit d'accord par un condensateur variable de 0,25/1000 Cv. Le condensateur K (10/1000 de Mfd) prévoit tout court-circuit des lames de Cv et évite ainsi de griller la lampe. Dans un cas comme dans l'autre, le condensateur fixe C_1 , qui relie la plaque au chauffage, est supprimé et reporté, si l'on veut, en shunt sur le téléphone qui se branche en 6 et 7.

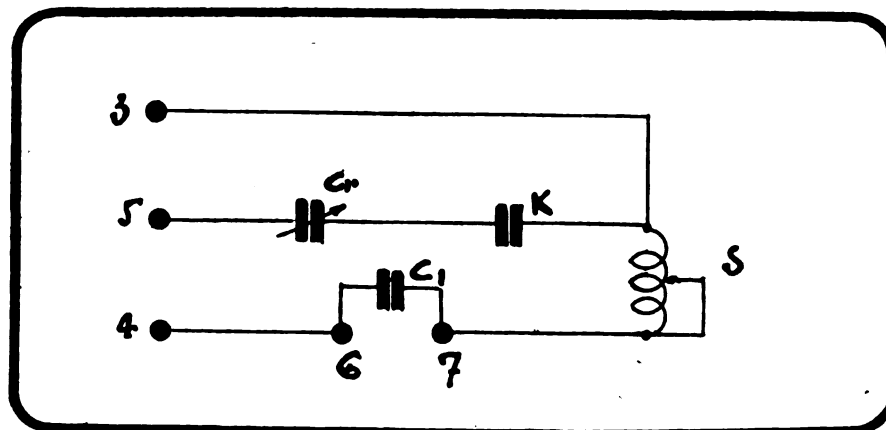


Fig. 12

l'artifice de la réaction. Deux procédés sont pratiquement employés : le premier consiste à coupler magnétiquement le circuit plaque au circuit d'accord, à l'aide d'une self L dont le nombre de tours doit être, approximativement, les 2/3 du nombre de tours de la bobine d'accord (fig. 11). Malheureusement, le couplage doit être variable et la bobine L interchangeable, ce qui ne s'accommode pas très bien avec la présentation nette du panneau avant d'un récepteur. C'est pourquoi l'on se sert sou-

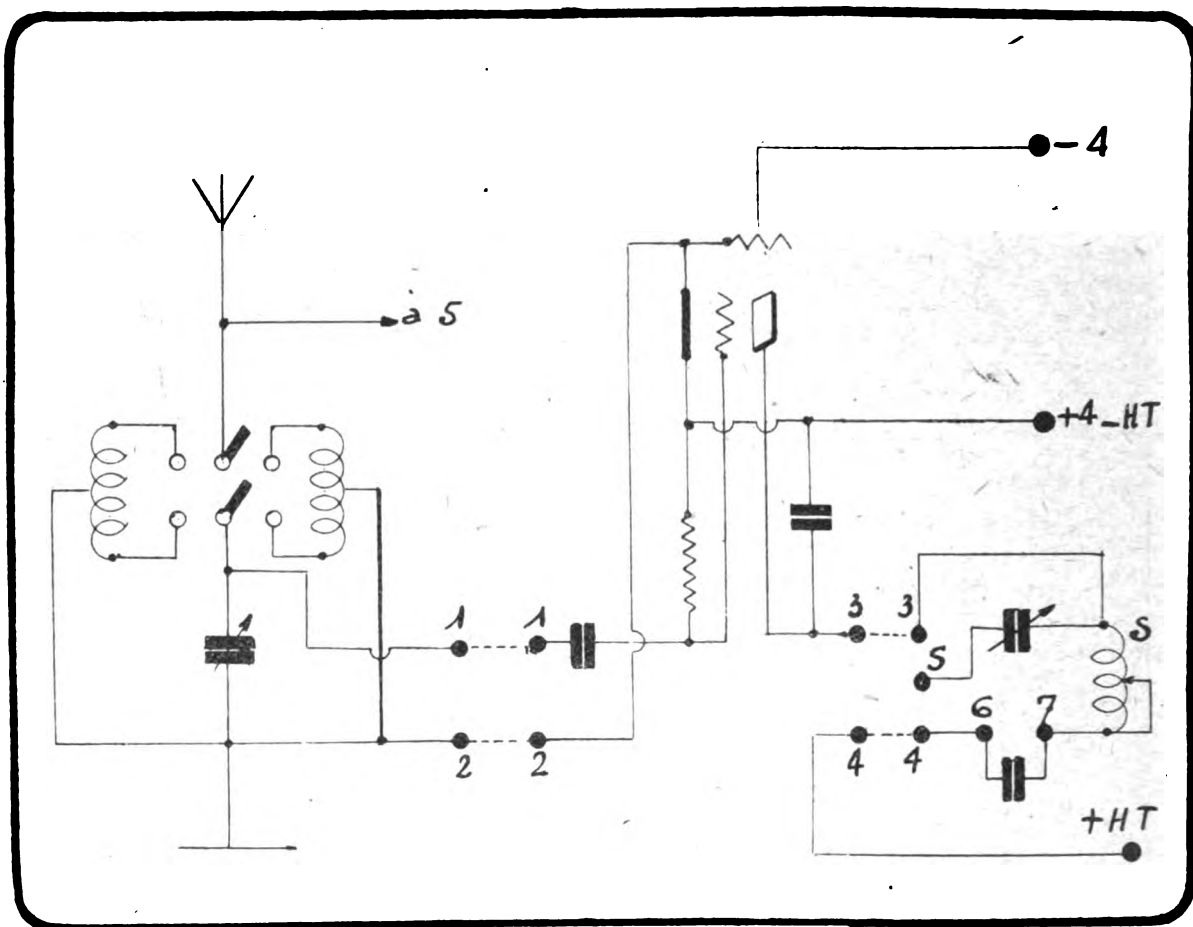


Fig. 13

La figure 13 donne le schéma complet d'une détectrice à réaction dont toutes les selfs sont intérieures. Les différents montages pouvant être effectués à l'aide des éléments dont nous avons parlé jusqu'ici sont énumérés dans le tableau ci-contre.

DÉPANNAGE

Nous supposons que le montage est correctement fait, les connexions bien serrées, etc. Il faut s'assurer que la lampe est bonne et se rappeler qu'elle ne l'est pas nécessairement parce que son filament s'allume ; c'est pourquoi il est toujours utile d'en avoir de rechange. Admettons que sa qualité soit satisfaisante et mettons le récepteur en état de fonctionnement ; si le téléphone reste absolument muet, même lorsque l'on donne un léger choc à l'ampoule de la lampe, c'est que le

| MONTAGES | Figures |
|--|-------------|
| Galène, accord direct..... | 5 et 6. |
| — — bourne | 3 et 6. |
| Détectrice bourne, selfs interchangeables..... | 2 et 7. |
| — — — intérieures | 3 et 7. |
| — — bigrille, selfs interchangeables..... | 2 et 8. |
| — — — intérieures | 3 et 8. |
| — — par réaction, selfs interchangeables..... | 2, 7 et 11. |
| — — — intérieures | 3, 7 et 12. |
| — — — bigrille, selfs interchangeables..... | 2, 8 et 11. |
| — — — intérieures | 3, 8 et 12. |
| — — — détection plaque, selfs intérieurs... | 3, 9 et 12. |

circuit plaque est coupé en un point quelconque (la coupure peut être dans le casque, dans la self S, si celle-ci existe, ou même être provoqué par un contact défectueux de la broche plaque sur le support). Si le poste siffle sans arrêt, c'est que la réaction est trop forte (mettre une self plus faible). Une série de « toc » dans le casque indique que la grille se bloque, vérifier la résis-

tance de détection. Si cette résistance est trop faible, l'accrochage est brutal et ne permet pas un bon réglage. Pour les pannes dans le circuit d'accord, nous prions nos lecteurs de voir notre précédent article.

Le mois prochain, nous verrons l'amplification BF, ou tout au moins une partie de ce chapitre, car il est très chargé.

■ ■ ■ ■ ■

A TRAVERS LA PRESSE ETRANGERE

ARGENTINE

REVISTA TELEGRAFICA (Buenos-Ayres). — Année XVII, août 1929.

Récepteurs simples alimentés par le secteur alternatif, par Segundo P. I. Acuna.

Le circuit récepteur décrit élimine les batteries « A » et « B » ; aucun élément n'est nécessaire si le redresseur-filtre « B », fournit également les tensions de polarisation.

L'auteur fait remarquer en premier lieu que, si les schémas courants doivent être modifiés pour l'utilisation des nouveaux organes à la disposition des amateurs, il est possible de conserver les montages périmés (« stick to the old bone », comme disent les Américains) en les modernisant.

Le récepteur décrit est du type Schnell classique, mais modifié pour l'emploi de nouvelles lampes. Il donne un volume de sons suffisant pour actionner un haut-parleur. Le ronflement de l'alternatif est complètement éliminé si l'usager consent à employer une seule batterie de piles ou d'accumulateurs, celle alimentant la plaque de la détectrice, de l'ordre d'une vingtaine de volts seulement. Cette pile est nécessitée par l'emploi de la réaction et de la détection par la grille.

Le récepteur se compose d'une lampe détectrice Schnell — antenne couplée statiquement — à cathode chauffée indirectement suivie d'une basse fréquence à transformateur, filament alimenté directement.

L'auteur parle ensuite des différentes lampes « alternatif » qu'il lui a été possible de comparer et conclut en faveur de la E. 415. La tension « A » de ce type étant de 4 volts, l'uniformisation du chauffage avec celui de la basse fréquence doit être observée si on veut réduire le nombre des connexions souples torsadées de filament. Les caractéristiques de la E. 415 sont : 4 volts sous 0,9 amp. au filament et 50 à 150 volts plaque, le courant normal est de 6 M.A. la résistance interne de 7.000 ohms, chiffre du reste important pour le choix du transformateur B. F. L'expérience prouve en fait que le voltage plaque peut être abaissé à 22 volts sans que le rendement en souffre beaucoup.

Le culotage choisi par l'auteur est celui standard (quadrilatère français), une borne prévue sur la base de la lampe permettant d'opérer la connexion nécessaire avec la cathode chauffée indirectement.

La lampe basse fréquence est une C. 443 remplaçant sensiblement deux triodes normaux. Sous une tension filament égale à celle de la E. 415, la C. 443 absorbe 0,25 amp. Le voltage plaque peut varier entre 150 et 300 volts sous 20 M.A. environ, et celui de l'écran entre 150 et 250 volts. Des tensions inférieures peuvent être utilisées et d'excellents résultats obtenus avec 70 volts. La polarisation négative de grille est de l'ordre de 18 volts. La résistance interne de ce tube est de 40.000 ohms, chiffre qui a son importance pour l'élection du transformateur de sortie en cas d'utilisation de cet organe. Le transformateur basse fréquence est un 4003 Philips.

L'auteur indique ensuite les précautions à prendre pour « électrifier » un Schnell déjà prévu pour une alimentation par batteries.

Tout d'abord, réunir à une même borne tous les retours au filament (Terre, — B + C,

etc.), enlever tous les rhéostats. Lorsque les bornes filament des deux supports de lampe auront été rendues libres, on les câblera à l'aide de fils souples (de préférence petit conducteur armé, le blindage de celui-ci étant connecté au point dont il est parlé plus haut). Ces connexions de chauffage seront aussi éloignées que possible des circuits de grille et de plaque des deux lampes. La borne placée sur le culot de la E. 415 sera réunie au point commun ; Terre, — B + C, celle identique de la C. 443 connectée au point de plus haut potentiel + B2. Les fils torsadés de la tension « A » seront connectés au secondaire d'un transformateur de chauffage 4009, le point médian de ce secondaire étant mis à la borne terre ainsi que le blindage de l'organe. Le ronflement sera éliminé en plaçant le transformateur loin du récepteur et surtout des selfs (un mètre environ).

La plaque de la détectrice sera alimentée sous 22 volts fournis par une batterie de piles ou d'accumulateurs, l'alimentation « B » de la basse fréquence peut être empruntée à un redresseur-filtre bien établi. Un léger ronflement peut être éliminé par une augmentation de la batterie de polarisation « C ». Le casque ou haut-parleur sera protégé par une self à fer d'une trentaine d'henrys et un condensateur de un M.F. (self Pilot 377 admettant jusqu'à 40 M.A. — Out Pout Filter Pilot, etc.). Cet organe sera avantageusement placé à l'intérieur de l'appareil.

La borne commune doit être de toute nécessité réunie à la terre. Lors de la mise en contact du récepteur avec le secteur, quelques secondes sont nécessaires pour que la cathode de la E. 415 ait atteint le degré de chauffage convenable. Dans le cas d'emploi d'un « éliminator » « B », celui-ci sera mis en contact avec le secteur après allumage des lampes et déconnecté avant l'ouverture de ce circuit.

Le portable V. 2, par A. Planès-Py (P8EI).

Traduction intégrale de l'article paru en mai dernier dans *L'Antenne*, avec deux photographies inédites du montage et autorisation expresse de l'auteur.

La reproduction électrique des disques, par J. Sar.

L'auteur envisage les différentes transformations qu'il convient d'apporter aux récepteurs courants, afin d'utiliser la partie B.F. pour l'amplification pick up. Pour ce but, un jack bicontacteur et séparateur suffit. Le condensateur shunté de la détectrice étant monté sur les contacts internes du jack, en enfonçant la fiche, l'organe est ainsi mis hors circuit en même temps que le P.U. est branché sur la grille et le filament de la détectrice.

Il est évident que la partie basse fréquence du récepteur doit être convenable pour que la reproduction soit aussi parfaite que possible et, dans certains cas, il peut être préférable de monter un amplificateur séparé.

On choisira alors des transformateurs à rapport faible, à grande inductance primaire, à noyau soigné, blindés si possible. Le circuit sera monté serré en diminuant la longueur des connexions grille et plaque. Les lampes, entrant pour une bonne part dans le résultat final, seront aussi choisies avec discernement. La A. 415 pourra être utilisée

en détectrice et première basse fréquence, les B.405 et B.443 en deuxième étage. On peut aussi employer les UX.199 (détectrice et première B.F.) et 112.A, 171.A ou UX.120 en première B.F. L'auteur propose les circuits suivants :

a) Le pick up attaque la grille et le filament d'une première lampe avec un « volum control » de 500.000 ohms maximum. Un étage basse fréquence à transformateur, deuxième étage push pull, à transformateur également.

b) Attaque de la première lampe comme ci-dessus : deux étages basse fréquence à transformateurs. Une résistance variable de 500.000 ohms est prévue en parallèle sur le secondaire du premier transformateur B.F.

On fera en sorte d'éliminer aussi bien que possible le « bruit d'aiguille ». Celui-ci est occasionné par le frottement du style sur le disque ; il est d'autant plus intense que le pick up appuie davantage sur le disque, qu'il est plus sensible et que l'amplification est plus forte. Il est bien difficile de l'éliminer complètement, puisque sa fréquence est de l'ordre de certaines issues du disque lui-même. Si on dispose un filtre éliminant entièrement ce bruit, on éliminera également les fréquences des sons qui lui sont égales.

Le meilleur procédé à utiliser dans ce cas est d'utiliser un pick up peu sensible, de façon à ce que les vibrations mécaniques de l'aiguille impressionnent peu l'équipage mobile et soient ainsi peu amplifiées. Les « notes », correspondantes seront bien retransmises, en raison de l'importance du sillon. On peut, en outre, disposer un « volum control » sur le pick up ou le premier transformateur et régler cette résistance jusqu'à diminution du bruit au minimum.

Un filtre de « bruit d'aiguille » se compose d'une inductance à fer d'un millier de tours accordée par un condensateur semi-fixe de capacité maximum égale à 0,001 M.F. Nous avons signalé plus haut le défaut de cet ensemble.

Le haut-parleur sera de préférence à bobine mobile ou à pavillon exponentiel, à défaut un diffuseur électromagnétique.

« ICARM » (Buenos-Ayres). — Année VII, nos 4 à 6.

Le progrès du Ciné parlant. — Exposé du principe Ch.-A. Volf utilisant un procédé acoustique.

Classification des radiations. — Intéressant tableau donnant l'utilisation de toutes les fréquences en partant des ondes hertziennes longues (30.000 mètres) pour arriver aux rayons ultra-cosmiques (0,0003 d'ångströms) en passant par les fréquences lumineuses et les rayons ultra-violet, X, radioactifs, etc.

••

BELGIQUE

« RADIO HOME » (Bruxelles). — Année V. Nos 105 et 106, août 29.

Le poste transportable R. H. — Description complète et détaillée, abondamment illustrée, d'un récepteur portatif à quatre lampes : une haute fréquence à résonance, une détectrice à réaction et deux basses fréquences.

Ce « C-119 » est caractérisé par un mono-réglage de l'accord, une grande simplicité de câblage, une faible dépense de courant et un prix de revient réduit.

Le collecteur d'ondes choisi est l'antenne, et d'excellents résultats ont été obtenus avec trois fils d'un mètre tendus dans une pièce à 20 cm. environ du plafond, descente deux mètres et prise de terre. L'intensité de réception est naturellement augmentée dans de grandes proportions si on emploie un aérien normal extérieur.

Deux jeux de selfs sont prévus pour l'accord et la résonance : à l'aide d'un seul inverseur combiné, il est possible de changer instantanément de gamme. La self de réaction convient pour les deux bandes de réception et est shuntée par une résistance variable de 1.500 ohms.

Une modification est apportée dans le cours de l'article et le nouveau circuit est adopté ; l'inductance désaccordée d'accord (secondaire) est remplacée par une simple résistance ohmique et la grille de la première lampe amplificatrice est attaquée directement. La valeur de cette résistance peut varier entre 10 et 50.000 ohms sans que le rendement s'en trouve affecté, toutefois, il convient de ne pas dépasser 80.000 ohms, l'intensité de réception diminuant, alors. Le commutateur grandes ondes et petites ondes provoque également l'ouverture et la fermeture du circuit « A ». Les inductances utilisées pour la résonance et la réaction sont des « disco selfs » n° 3 et 7.

La polarisation convenable des deux basse fréquence est assurée par une pile de 15 volts.

Un « H. 29 » de 20 watts modulation Beauvais, par A. Planès-Py (F8EI).

Description complète avec photographie d'un montage d'amateur permettant de bonnes portées phonie. Circuit Hartley « H. 29 » ; deux oscillatrices en parallèle du type Fotos 20 watts.

Le « H. 29 » modulation Choc System, par A. Planès-Py (F8EI).

Même montage prévu pour la téléphonie avec modulation choc system. Lampes utilisées du type CL. 1257 Metal, tension plaque 400 volts. Schéma et même montage précédé d'un étage amplificateur basse fréquence.

• •

ESPAGNE

« RADIO BARCELONA » (Barcelone). — Nos 254 à 267.

Plébiscite de programmes. — Le n° 265 contient une feuille que l'amateur peut remplir puis envoyer, repliée, gommée et affranchie, à la Direction de Radio Barcelona EAJ. r.

L'amateur est invité à coter en chiffres %, l'importance du temps qu'il serait désireux de voir accorder aux matières suivantes :

Musique classique, Musique légère, Musique religieuse, Danses classiques, Danses espagnoles, Danses étrangères (Europe), Danses de l'Amérique du Sud, Danses de l'Amérique du Nord, « Sardanas » (airs populaires catalans), Chœurs populaires, Comédies intégrales, Saynettes intégrales, « Zarzuelas » intégrales (opérettes), Récitatifs classiques, Récitatifs comiques, Conférences instructives, Nouvelles de Presse.

La somme de tous les chiffres portés doit faire un total de 100.

Retransmission de la « Noche Nacional Española ». — La retransmission de la « Nuit Nationale Espagnole » devait être

effectuée le 18 septembre dernier, de 22 à 24 heures.

Grâce à l'Union Internationale de Radio-phonie, le programme a pu être entendu en Autriche, Tchécoslovaquie, Danemark, Finlande, France, Grande-Bretagne, Italie, Norvège, Suède et Suisse. Le concert (Orchestra Musica Española) a eu lieu à Madrid : cette grandiose manifestation comprenait une comédie avec musique de scène : *España* de F. G. Sanchiz, des morceaux de musique de chambre, des chansons par Carmen Barea et des suites d'orchestre.

Les derniers numéros de « Radio Barcelona » ne donnent pas les résultats des diverses retransmissions qui devaient être effectuées.

L'opéra *Rigoletto*, de Verdi, exécuté au Studio de EAJ. 7 à Madrid, le 21 septembre dernier, devait être radiodiffusé par toutes les stations du réseau espagnol.

A partir d'octobre, Radio Barcelona EAJ. 1 fera des cours bi-hebdomadaires d'anglais et de français assurés par Miss Kinder et M. Martin.

Les cours d'anglais auront lieu les mardi et jeudi et ceux de français les mercredi et vendredi, de 20 h. 30 à 21 heures.

« E. A. R. » (Madrid). — Organe officiel de l'Association « E.A.R. ». — Année IV, n° 52.

Description de la station espagnole E.A.R. 141 de Saint-Sébastien. — E.A.R. consacre deux pages à l'Exposition internationale de Barcelone au stand de l'Association et aux manifestations en voie d'organisation par les E.A.Rs.

Dans la rubrique « Les amateurs étrangers », description de la station française F8EI.

Suite de l'intéressant article de Rodolphe Coupez sur les « circuits perfectionnés ».

« ANTENA » (Madrid). — Juin 1929. — Année XI, n° 13.

Réalisation d'un haut-parleur. — Le moteur utilisé est un Loewe. La membrane conique a un diamètre de 310 mm. et une épaisseur de 65 ; elle est obtenue en dessinant puis en découpant une circonférence de 170 mm. de rayon et en supprimant un secteur déterminé par une corde de 10 cm. diminuée d'une bande de 6 mm. prévue pour le collage. Le papier à dessin de 0,2 mm. d'épaisseur est recommandé. Il sera bon d'essayer différentes forces et natures de papier et de choisir l'échantillon qui aura donné les meilleurs résultats.

Le cône est fixé sur sa périphérie dans une ébénisterie et le moteur est vissé sur deux montants verticaux.

Le Radio et le phonographe. — Amplificateur à deux étages basse fréquence, lampes A. 415 et B. 443.

Les « grands » circuits américains. — Superhétérodyne à 7 lampes pour λ de 25 à 550 mètres. Une détectrice, une oscillatrice, deux moyenne fréquence, une détectrice (par la courbure plaque) et deux basse fréquence. Les inductances d'accord et d'hétérodyne sont interchangeables. Les deux premiers circuits sont blindés.

« ANTENA » (Madrid). — Juillet 29. — Année XI, n° 14.

Un émetteur. — Circuit Colpitz, série 75 watts, équipé avec lampe spéciale pour ondes courtes. Circuit de plaque constitué par deux tubes droits en cuivre, l'un de 10 cm. l'autre de 14 cm. de long. Ces deux tubes sont placés à 87 mm. l'un de l'autre et parallèles. Le contact entre eux s'effectue à l'aide d'un curseur qui facilite l'accord et les petits changements de λ .

Le circuit de grille, placé de façon symétrique, est identique à celui de plaque. Un condensateur « by pass », ferme le circuit haute fréquence (Split Coil). Il est constitué par neuf plaques carrées en aluminium mesurant 15 x 10 centimètres et 0,8 millimètres d'épaisseur. La séparation est de 5 mm.

Les condensateurs variables d'accord des inductances grille et plaque ont leurs plaques mobiles connectées au filament. Ils sont semblables. Chacun comprend deux plaques fixes et une mobile espacées de 5 mm. Le jeu des condensateurs et la variation des selfs par les curseurs permet de modifier la λ entre 3 et 5,5 mètres.

La manipulation est améliorée par l'emploi de deux résistances (50.000 et 10.000 ohms), de telle façon que la grille soit portée à une tension égale à environ le 1/6^e de celle de la plaque lorsque le circuit est ouvert.

La portée de cet émetteur serait d'une vingtaine de kilomètres. Les caractéristiques de la lampe utilisée sont : filament : 10 volts sous 3,25 amp.; voltage plaque : 2.000 volts; dissipation anodique maximum : 100 watts; rendement normal : 75 watts.

Comment adapter un pick up au récepteur. —

Le « volum control », ou commande du volume de sons sera effectué au moyen d'une résistance variable mise en parallèle sur le pick up ou d'une résistance à trois prises (potentiomètre) dont le curseur est relié au circuit inversé. Il est recommandé de repérer la position du bouton commandant la résistance ou le potentiomètre, de façon à éviter un réglage lors du passage de T.S.F. à pick up.

Deux combinaisons simples de lampe et galène, par M. Rodriguez.

Possibilité d'étendre le champ d'action de la galène en lui adjoignant une lampe et en faisant travailler celle-ci soit en haute, soit en basse fréquence. Le premier procédé est à conseiller, vu la faible sensibilité du cristal.

L'étage haute fréquence sera à circuit de plaque accordé, détecteur et casque (en série) montés en parallèle sur l'ensemble condensateur variable-self. L'antenne est coupée statiquement au secondaire d'entrée laissé désaccordé. Il est possible d'alimenter un tel montage directement sur le secteur continu, celui-ci est simplement filtré pour la plaque (abaissé s'il y a lieu) et le voltage du filament est obtenu par une résistance constituée par une lampe de 5 bougies et un rhéostat de 400 ohms.

Circuits pratiques. — Un émetteur simple travaillant sur cadre, par F. Torres.

Schéma d'un émetteur Hartley permettant l'émission sur cadre. Lampe 5 ou 10 watts, tension plaque 220 volts.

« BOLETIN DE LA ASOCIACION NACIONAL DE RADIODIFUSION » (Barcelone). — Année I. n° 2 à 4, sept. 29.

Montage d'un supermodulateur « électrifé » pour la réception des ondes de 15 à 2.000 mètres, sans antenne, terre ni cadre, par D.-E. Vallet.

Superhétérodyne utilisant une bigrille oscillatrice Philips E.441 (inconnue en France). Deux moyenne fréquence par tubes E. 442, une détectrice E. 415 et une basse fréquence B. 443. Le chauffage de tous ces tubes est assuré par le secteur alternatif. Le montage de la bigrille oscillatrice est un Hartley facilitant la réception des longueurs d'onde au-dessous de 270 mètres. Dans le but d'éviter les effets de capacité dus à l'approche de la main sur les ondes courtes, le condensateur d'hétérodyne comprend deux armatures fixes indépendantes et deux armatures

mobiles reliées électriquement l'une à l'autre. Le rotor est connecté à la cathode (chauffée indirectement) et à la prise médiane de la self oscillatrice. L'une des armatures fixes est en liaison avec la grille et une extrémité de la self oscillatrice, l'autre avec la plaque et l'autre extrémité de la même self. L'alimentation plaque de cette bigrille se fait en parallèle.

L'hétérodynation a lieu sur 4.000 mètres et le primaire du Tesla n'est shunté que par 0,15 à 0,25/1000 au lieu de 0,5 à 1/1000.

Le câblage du circuit « A » des lampes est effectué en fils souples torsadés et chaque tube comporte une dérivation particulière. Les différents circuits sont bien séparés pour éviter toute induction possible.

Le condensateur compensé doit comporter une excellente démultiplication. Le transformateur de chauffage est un Philips 4009 à prise médiane secondaire. Le jeu d'oscillatrices comprend une self pour les λ 900 à 2.000, une seconde pour celles de 250 à 600, une troisième et une quatrième pour les plages 80 à 200 et 15 à 80.

Le cadre est remplacé par une simple self de 200 à 250 spires pour les ondes longues, de 75 pour celles moyennes et de 3 à 10 pour celles courtes et très courtes. Les selfs de 10 et 3 spires sont réalisées en fil de 1,5 mm. et en fond de panier.

Les réceptions sont beaucoup plus intenses en utilisant une antenne de un mètre seulement.

Journées de l'onde courte et exposition annexe au Palais des Projections (Barcelone), par le Dr Luis Cirera de Terre (EAR. 106).

Intéressant article du président du Comité exécutif exposant les travaux effectués et ceux envisagés par l'Association EAR dans l'enceinte de l'Exposition Internationale de Barcelone.

ITALIE

« RADIO GIORNALE » (Milan). — Année VII, n° 7, Juillet.

La station émettrice PHOHI, par, Guis.

Description de la station d'émission hollandaise de téléphonie montée par Philips, à Huizen (PHI), destinée à la radiodiffusion pour les colonies. La longueur d'onde est de 16,88 mètres. La puissance anodique peut atteindre 60 K.W. et les oscillations du premier étage sont stabilisées par cristal. Sept circuits indépendants, placés à la suite les uns des autres, constituent le montage total de cette puissante station.

Le premier étage « crystal control », utilise une lampe type réception A. 415, et la fréquence des oscillations est fixée à 2.222 KC. (135 mètres); le deuxième étage comprend

deux lampes de 10 watts push pull et la fréquence est portée à 4.444 KC. (67,5 mètres). L'onde est ensuite changée en 8.889 KC. (33,75 mètres), puis en 17.778 KC. (16,88 m.), sous une puissance de 1.500 W. push pull. L'amplification porte la puissance successivement à 10 KW. (lampe à refroidissement par circulation d'eau), 40 KW. et 60 KW. (sous 10.000 volts).

L'horaire régulier sera communiqué ultérieurement.

Récepteurs modernes pour ondes courtes, par E. M.

L'auteur expose les raisons qui ont motivé l'étude de circuits à grand rendement et ultra-sélectifs : l'application de la W. C. ayant obligé les amateurs et services travaillant sur ondes courtes à resserrer les gammes de réception de leurs appareils et à augmenter la sélectivité dans des proportions considérables.

L'auteur donne le schéma et les valeurs d'un quatre lampes (une haute fréquence accord aperiodyque, à grille écran, liaison par circuit bouchon accordé, une détectrice à réaction magnétique sur la résonance, une basse fréquence à transformateur et une basse fréquence à self) et d'un trois lampes (une détectrice à réaction magnétique suivie de deux étages basse fréquence : le premier à transformateur, le deuxième à self). Il conseille l'utilisation d'une résistance variable en shunt sur le secondaire du transformateur.

Récepteur à quatre lampes (cadre ou antenne) pour la réception des ondes de 200 à 550 mètres, par E. Montu.

Ce circuit comprend deux haute fréquence par tubes à écran de grille, une détectrice et une basse fréquence à transformateur par trigridle de puissance.

« RADIO GIORNALE », (Milan). — Année VII, n° 8, Août 1929.

La tension de grille des lampes chauffées par l'alternatif, par Guis.

L'auteur attire l'attention sur le réglage de la tension « C » des triodes « alternatif ». Celui-ci est important pour la suppression du ronflement.

Pour un tube à cathode indirecte haute fréquence, l'auteur conseille l'emploi d'une batterie « C » de 6 volts et le réglage exact par un potentiomètre de 50.000 ohms. Une variation de la tension « C » influe également sur la sélectivité par suite de la répercussion sur la résistance interne. La limite extrême est de l'ordre de un volt pour la E. 442.

Le retour de grille d'une basse fréquence B. 443 demande à être polarisé sous un voltage beaucoup plus élevé et de l'ordre de 15 volts; aucun potentiomètre n'est alors utile.

Dans le cas d'un trois lampes (une haute fréquence E. 442 à circuit plaque accordé, une détectrice à réaction magnétique E. 415 et une basse fréquence B. 443), on peut supprimer complètement les batteries de piles sèches « C » et emprunter les tensions de polarisation à un « éliminateur » « B » et « C » du type 3003 Philips. Dans ce cas, le voltage de polarisation sera abaissé convenablement pour la lampe haute fréquence au moyen d'une résistance de 100.000 ohms et d'un potentiomètre de 800 ohms.

La réception en haut-parleur avec une seule lampe trigridle.

Détection sur galène avec accord Bourne pour augmenter la sélectivité, suivie d'un étage basse fréquence par transformateur de rapport 1/6 et lampe trigridle Vatea TN. 406 fonctionnant sous 36 volts à la plaque et à la grille externe et 14 à la grille interne (la médiane étant celle de commande). Polarisation grille : 4 volts.

« RADIO LUX », (Milan). — Année III, n° 7, Juillet 1929.

Polarisations de grille des récepteurs électrofiés, par A. Novellone.

L'auteur donne en premier lieu les schémas types de retour de grille : celui-ci peut s'effectuer au point milieu d'une résistance (center tip), au curseur d'un potentiomètre monté en parallèle sur le filament ou à la prise médiane secondaire du transformateur abaisseur. Il propose d'emprunter à la tension « B » les quelques volts nécessaires au moyen d'un potentiomètre de grande résistance.

Récepteur à deux lampes bigrilles, par P. Pallota.

Une haute fréquence suivie d'une détectrice à réaction mixte type Schnell ou Abelé. Circuit d'entrée aperiodyque par résistance.

« RADIO RARIO », (Milan). — N° 32 à 34, Août 1929.

Schéma d'un amplificateur de super puissance, par G. Bruno Angeletti.

Cet amplificateur comporte, groupés dans un même coffret, un amplificateur basse fréquence à deux lampes par transformateurs; les deux tubes basse fréquence sont chauffés par l'alternatif, le premier sous 1,5 le second sous 7,5 volts. La tension de plaque est fournie par deux valves redresseuses et soigneusement filtrées. La reproduction est assurée par un haut-parleur « moving coil », empruntant sa tension de polarisation à la tension de plaque de l'amplificateur. Un seul transformateur fournit tous les voltages désirables; il comporte quatre secondaires distincts et indépendants. Clef combinée « Radio » ou « pick up », volum control, etc.

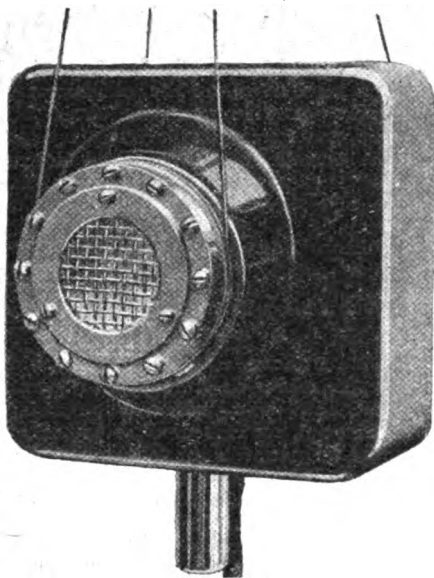


MICROPHONE ÉLECTROSTATIQUE

SYSTÈME

JENKINS et ADAIR

Pour Radiodiffusion de "Haute Qualité"



Établissements
G.-I. KRAEMER
16. rue
de Châteaudun
ASNIÈRES

Téléphone :
Grésillons 12.48
— 12.49

C'est uniquement par un

BREVETqu'on peut protéger utilement
une *Invention*

Consultez

FABIER

Ingénieur des Arts et Manufactures - S.E.I.C.F.

Chef du Service des brevets du

"Q.S.T. et Radio-électricité réunis"

11^{bis} rue Blanche - Paris (9^e) - Tél. Grad. 22-79
Consultations *gratuites*.

1929 ils étaient bons...
ils sont encore
améliorés!

BREV^{té} S.G.D.G.

"AUTOREX" TAVERNIER "CONDENSATEURS"
71^{er} Rue Arago. MONTREUIL Seine.

1930

BREV^{té} S.G.D.G.

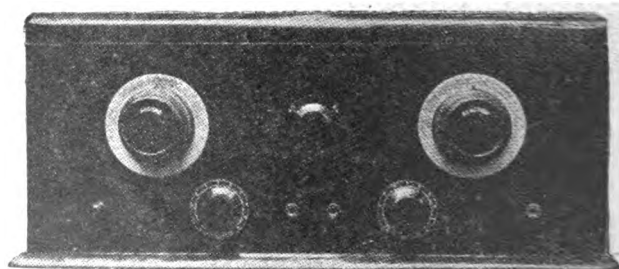
"AUTOREX"
réalise le repérage instantané

Amateurs......pour correspondre avec
le MONDE ENTIER**LE COMPTOIR GÉNÉRAL DE T. S. F.**Spécialiste des ondes courtes
ÉMISSION-RÉCEPTION

vous offre son

M. C. 18^{bis} Montage breveté
(10-130 mètres)

Le plus puissant d'Europe en ondes courtes

**Comptoir Général de T.S.F.**11, Rue Cambronne, PARIS (15^e)

- FOURNISSEUR DU GOUVERNEMENT -

En écrivant aux Annonceurs, citez Radioélectricité et Q S T Français

UNION INTERNATIONALE DE RADIODIFFUSION
CENTRE DE CONTROLE*128, Avenue de la Floride - BRUXELLES***CONTROLE A DISTANCE
DES FRÉQUENCES
DES ONDES PORTEUSES
DES STATIONS D'ÉMISSION*****Rapport N° 29 — Septembre 1929***

- NOTA. — 1. Toutes les mesures figurant dans les graphiques ont été effectuées au Centre de Contrôle de l'Union Internationale de Radiodiffusion, à Bruxelles, en partant du diapason standard à 1.000 périodes. L'erreur de mesure varie entre 100 et 300 périodes par seconde, suivant l'intensité des signaux reçus, pour ce qui concerne les fréquences de 500 à 1.500 kc/s et elle est quelque peu supérieure pour ce qui concerne les fréquences en dessous de 300 kc/s.
2. Les mesures de Bruxelles sont complétées éventuellement par les mesures effectuées au Laboratoire de Contrôle de Berlin du Telegraphen Technisches Reichsamt, au Laboratoire de Contrôle de Keston (près de Londres) de la British Broadcasting Corporation et au Laboratoire de Contrôle de l'Administration des P. T. T. à Prague.
3. Les points d'interrogation indiquent qu'il n'a pas été possible d'identifier la station avec certitude au moment de la mesure.
4. Les valeurs sont indiquées en kilocycles par seconde (Kc/s).

*Bruxelles, le 5 octobre 1929.*Le Président de la Commission Technique,
Directeur du Centre de Contrôle,

Raymond BRAILLARD.

TABLEAU DES ÉCARTS DE FRÉQUENCE

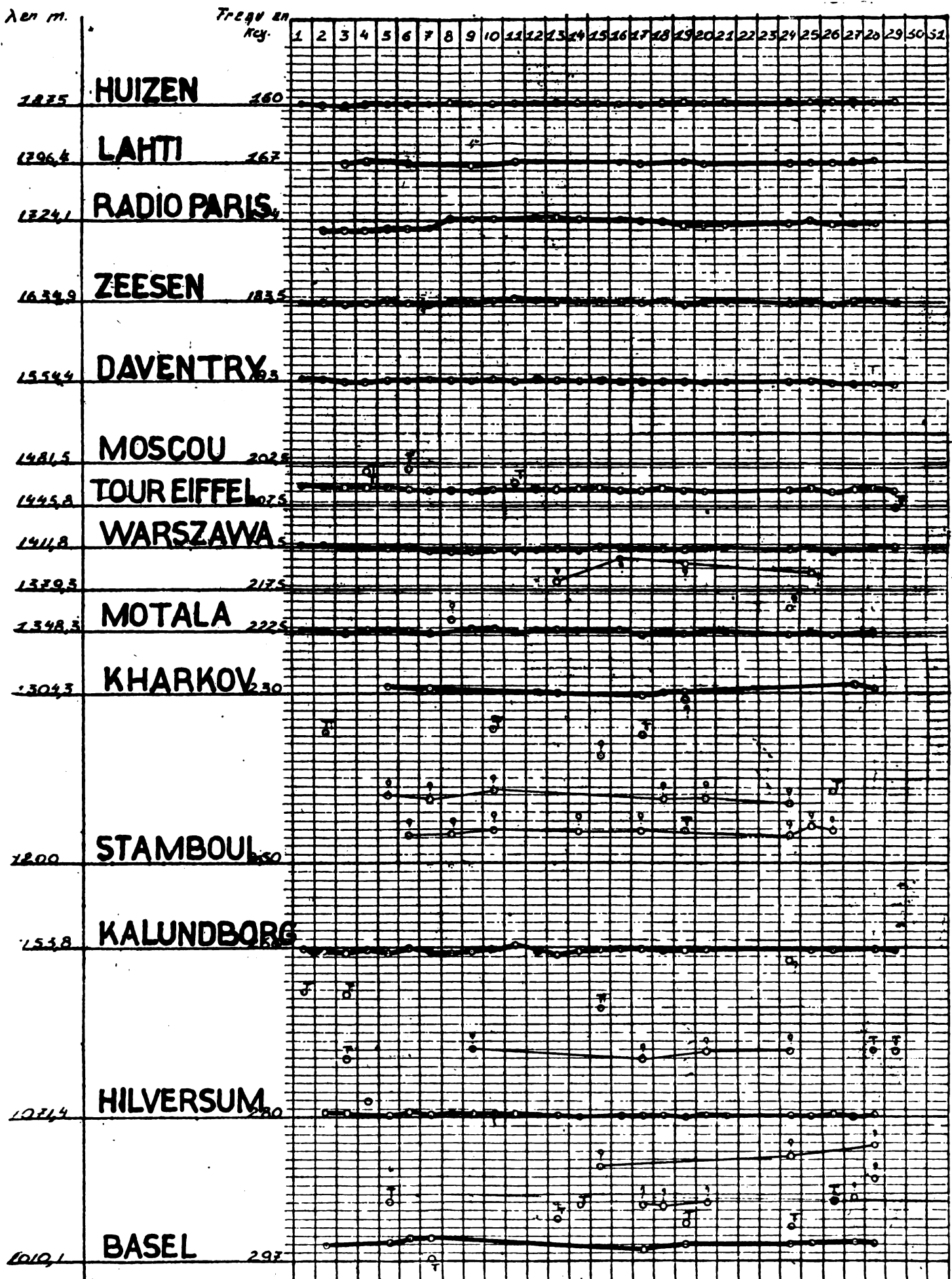
moyens et maxima

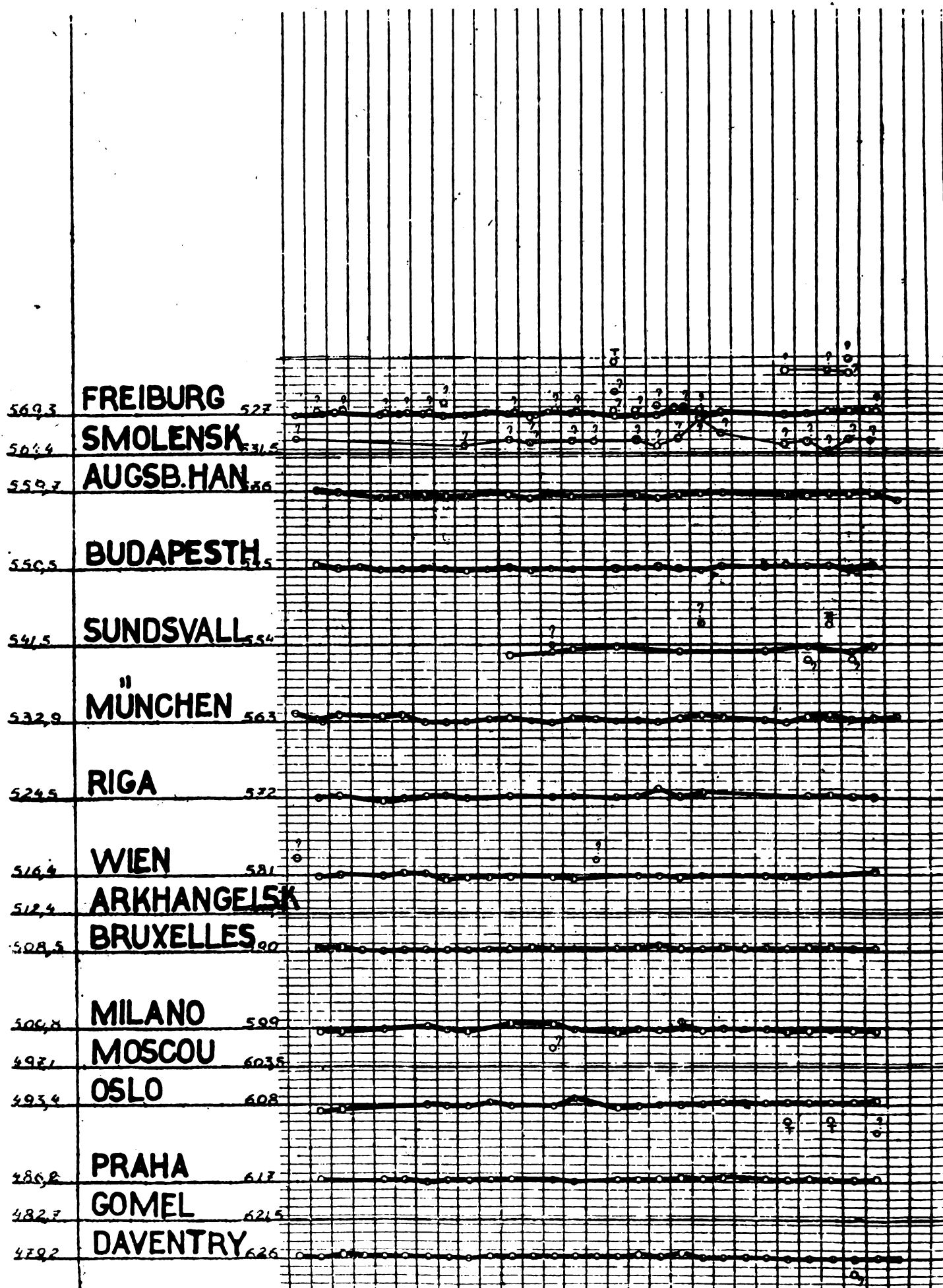
DES STATIONS EUROPÉENNES DE RADIODIFFUSION

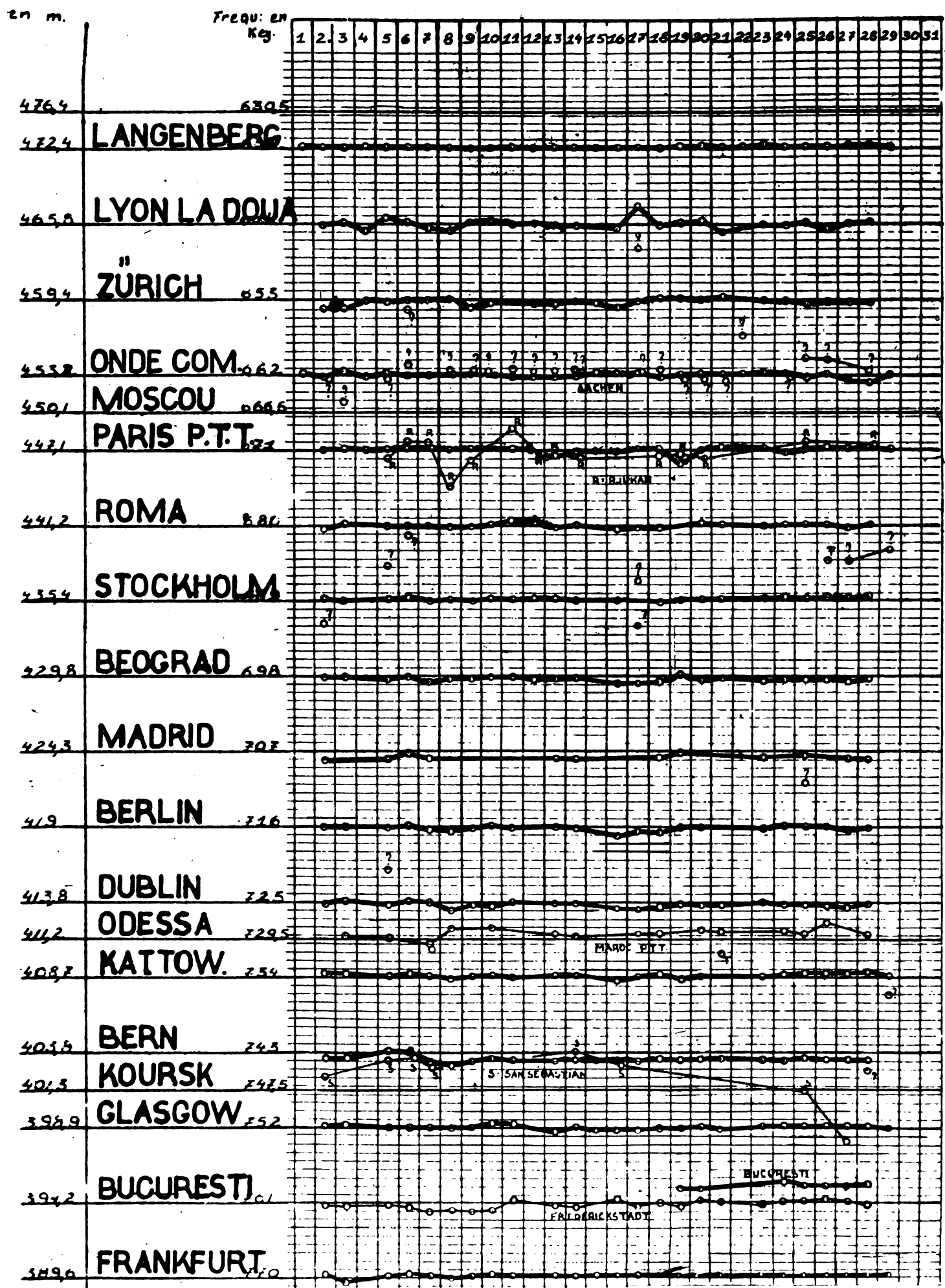
par rapport aux fréquences nominales du Plan de Prague

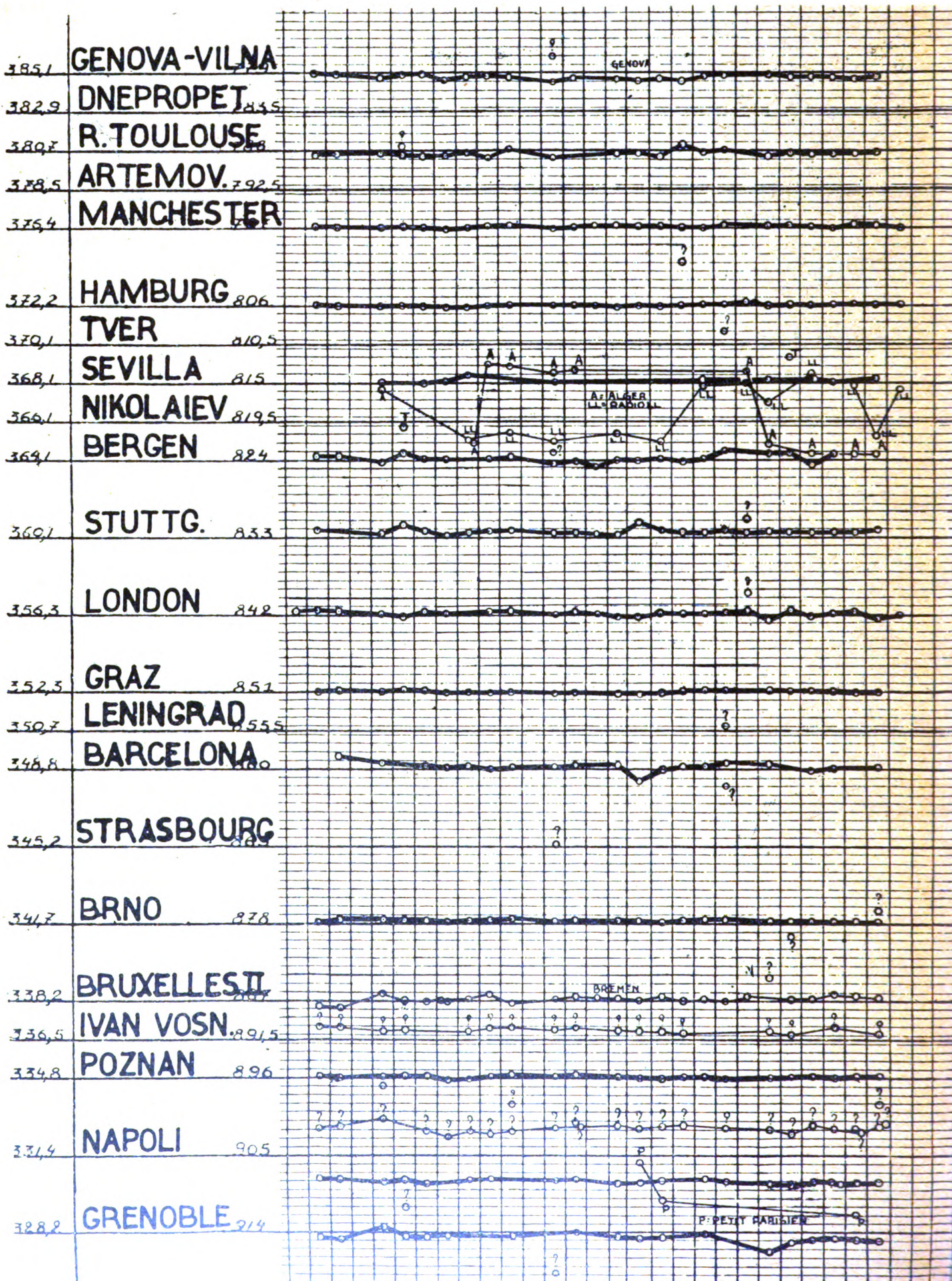
PENDANT LE MOIS DE SEPTEMBRE 1929

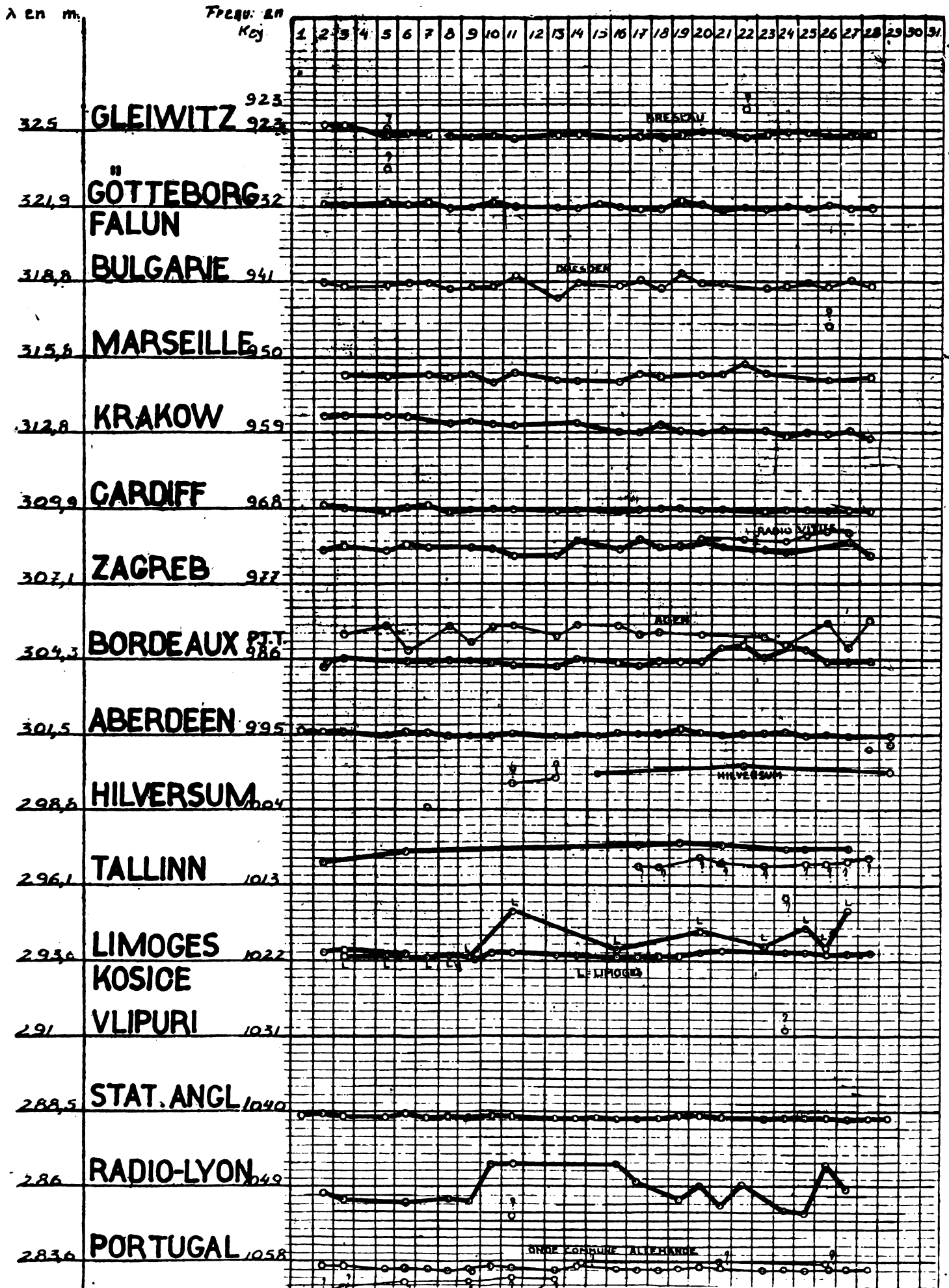
| Pays | Stations | Longueur
d'onde
en mètres | Fréquences
nominales
du Plan de Prague
kc/s | Écart
moyen
kc/s | Écart maximum
kc/s | Pays | Stations | Longueur
d'onde
en mètres | Fréquences
nominales
du Plan de Prague
kc/s | Écart
moyen
kc/s | Écart maximum
kc/s |
|-------------|-----------------|---------------------------------|--|------------------------|-----------------------|---------------|------------------|---------------------------------|--|------------------------|-----------------------|
| Hollande | Huizen | 1875 | 160 | 0,2 | 0,4 | Autriche | Graz | 352,5 | 851 | 0,3 | 0,4 |
| Finlande | Lahti | 1796,4 | 167 | 0,3 | 0,4 | Espagne | Barcelona | 348,8 | 860 | 0,5 | 1,4 |
| France | Radio-Paris | 1724,1 | 174 | 0,5 | 1,1 | Tchécoslov. | Brno | 341,7 | 878 | 0,4 | 0,5 |
| Allemagne | Zeesen | 1634,9 | 183,5 | 0,3 | 0,4 | Bremen provt | | 338,2 | 887 | 0,5 | 0,9 |
| G.-Bretagne | Daventry | 1554,4 | 193 | 0,2 | 0,4 | Pologne | Poznan | 334,8 | 896 | 0,3 | 0,4 |
| France | Tour Eiffel | 1445,8 | 207,5 | 2 | 2,1 | Italie | Napoli | 331,4 | 905 | 3 | 3,5 |
| Pologne | Warsawa | 1411,8 | 212,5 | 0,3 | 0,5 | France | Grenoble | 328,2 | 914 | 0,9 | 2,3 |
| Suède | Motala | 1348,3 | 225,5 | 0,3 | 0,4 | Allemagne | Gleiwitz | 325 | 923 | 0,7 | 0,8 |
| U. R. S. S. | Karkov | 1304,3 | 230 | 0,8 | 1,3 | Suède | Goteborg | 321,9 | 932 | 0,4 | 0,6 |
| Danemark | Kalundborg | 1153,8 | 260 | 0,4 | 0,6 | Dresden provt | | 318,8 | 941 | 1 | 2 |
| Norvège | Trondjem | 1071,4 | 280 | — | — | France | Marseille PTT | 315,8 | 950 | 3 | 3,1 |
| | Hilversum provt | 1071,4 | 280 | 0,4 | 0,7 | Pologne | Krakow | 312,8 | 959 | 0,4 | 2 |
| Suisse | Bâle | 1010,1 | 297 | 2 | 2,7 | | | | | | dep. le 16 sep |
| Allemagne | Freiburg i'Br. | 569,3 | 527 | 0,3 | 0,8 | G.-Bretagne | Cardiff | 309,9 | 968 | 0,3 | 0,4 |
| Allemagne | Augsbourg | 569,3 | 527 | 0,3 | 0,8 | France | Bordeaux- | | | | |
| Hongrie | Budapest | 550,5 | 545 | 0,3 | 0,6 | | Lafayette | 304,3 | 986 | 0,5 | 1,5 |
| Suède | Sundsvall | 541,5 | 554 | 0,7 | 1,2 | G.-Bretagne | Aberdeen | 301,5 | 995 | 0,3 | 0,7 |
| Allemagne | Munchen | 532,9 | 563 | 0,5 | 1 | Hollande | Hilversum | 298,8 | 1004 | 4,5 | 5,1 |
| Lettonie | Riga | 524,5 | 572 | 0,3 | 1,2 | Esthonie | Tallinn | 296,1 | 1013 | 4 | 4,8 |
| Autriche | Wien | 516,4 | 581 | 0,3 | 0,6 | France | Limoges PTT | 293,6 | 1022 | 4 | 6,2 |
| Belgique | Bruxelles I | 508,5 | 590 | 0,3 | 0,4 | Tchécoslov. | Kosice | 293,6 | 1022 | 0,9 | 1,2 |
| Italie | Milano | 500,8 | 599 | 0,5 | 0,5 | G.-Bretagne | Onde comm. | | | | |
| Norvège | Oslo | 493,4 | 608 | 0,3 | 0,7 | | anglaise | 288,5 | 1040 | 0,6 | 0,6 |
| Tchécoslov. | Praha | 486,2 | 617 | 0,3 | 0,4 | France | Radio-Lyon | 286 | 1049 | 3 | 3,2 |
| G.-Bretagne | Daventry | 479,2 | 626 | 0,3 | 0,6 | | onde commune | | | | |
| Allemagne | Langenberg | 472,4 | 635 | 0,3 | 0,5 | | alem. provt | 283,6 | 1058 | 0,8 | 1 |
| France | Lyon-la-Doua | 465,8 | 644 | 0,7 | 2,3 | Danemark | Kopenhavn | 281,2 | 1067 | 1 | 1,4 |
| Suisse | Zurich | 459,4 | 653 | 0,5 | 0,8 | Tchécoslov. | Bratislava | 278,8 | 1076 | 1 | 1,1 |
| Allemagne | Aachen | 453,2 | 662 | 0,4 | 0,7 | Allemagne | Konigsberg | 276,5 | 1085 | 0,5 | 1,3 |
| France | Paris P.T.T. | 447,1 | 671 | 0,4 | 1,5 | Italie | Torino | 273,2 | 1094 | 2 | 2,5 |
| Italie | Roma | 441,2 | 680 | 0,4 | 0,6 | France | Rennes PTT | 272 | 1103 | 2 | 2,3 |
| Suède | Stockholm | 435,4 | 689 | 0,4 | 0,5 | | Kaiserslautern | | | | |
| Royaume SCS | Belgrad | 429,8 | 698 | 0,4 | 0,8 | | provt | 269,8 | 1112 | 0,4 | 1,6 |
| Espagne | Madrid | 424,3 | 707 | 0,9 | 1 | Espagne | Radio-Catal. | 267,6 | 1121 | 2,5 | 2,8 |
| Allemagne | Berlin | 419 | 716 | 0,5 | 1 | France | Lille PTT | 265,5 | 1130 | 0,4 | 0,5 |
| Irlande | Dublin | 413,8 | 725 | 0,4 | 0,9 | Tchécoslov. | Mor. Ostrawa | 263,4 | 1139 | 0,5 | 0,7 |
| Pologne | Kattowice | 408,7 | 734 | 0,4 | 0,6 | G.-Bretagne | Newcastle | 261,3 | 1148 | 0,3 | 0,5 |
| Suisse | Bern | 403,8 | 743 | 1 | 1,1 | Allemagne | Leipzig | 259,3 | 1157 | 0,9 | 1,6 |
| G.-Bretagne | Glasgow | 398,9 | 752 | 0,3 | 0,5 | Suède | Hörby | 257,3 | 1166 | 1 | 1,5 |
| Roumanie | Bucaresti | 394,2 | 761 | 2 | 2,6 | France | Toulouse PTT | 255,3 | 1175 | 2 | 10,1 |
| Allemagne | Frankfurt | 389,6 | 770 | 0,4 | 0,5 | Allemagne | Breslau | 253,4 | 1184 | 2 | 2,5 |
| Italie | Geneva | 385,1 | 779 | 0,8 | 1 | G.-Bretagne | Belfast | 242,3 | 1238 | 0,3 | 0,5 |
| France | Radio-Toul. | 380,7 | 788 | 0,6 | 0,9 | Allemagne | Nurnberg | 238,9 | 1256 | 0,3 | 0,6 |
| G.-Bretagne | Manchester | 376,4 | 797 | 0,3 | 0,5 | | Munster provt | 233,8 | 1283 | 0,6 | 0,9 |
| Allemagne | Hambourg | 372,2 | 806 | 0,3 | 0,5 | Suède | stat. rel. suéd. | 230,6 | 1301 | 1,5 | 4,6 |
| Espagne | Sévilla | 368,1 | 815 | 0,3 | 0,9 | Allemagne | Köln | 227,4 | 1319 | 0,5 | 1 |
| Norvège | Bergen | 364,1 | 824 | 0,5 | 1,2 | Allemagne | Flensburg | 218,5 | 1373 | 0,6 | 1 |
| Allemagne | Stuttgart | 360,1 | 833 | 0,7 | 1,8 | | Leeds | 200 | 1500 | 0,3 | 1 |
| G.-Bretagne | London | 356,3 | 842 | 0,4 | 0,6 | | | | | | |

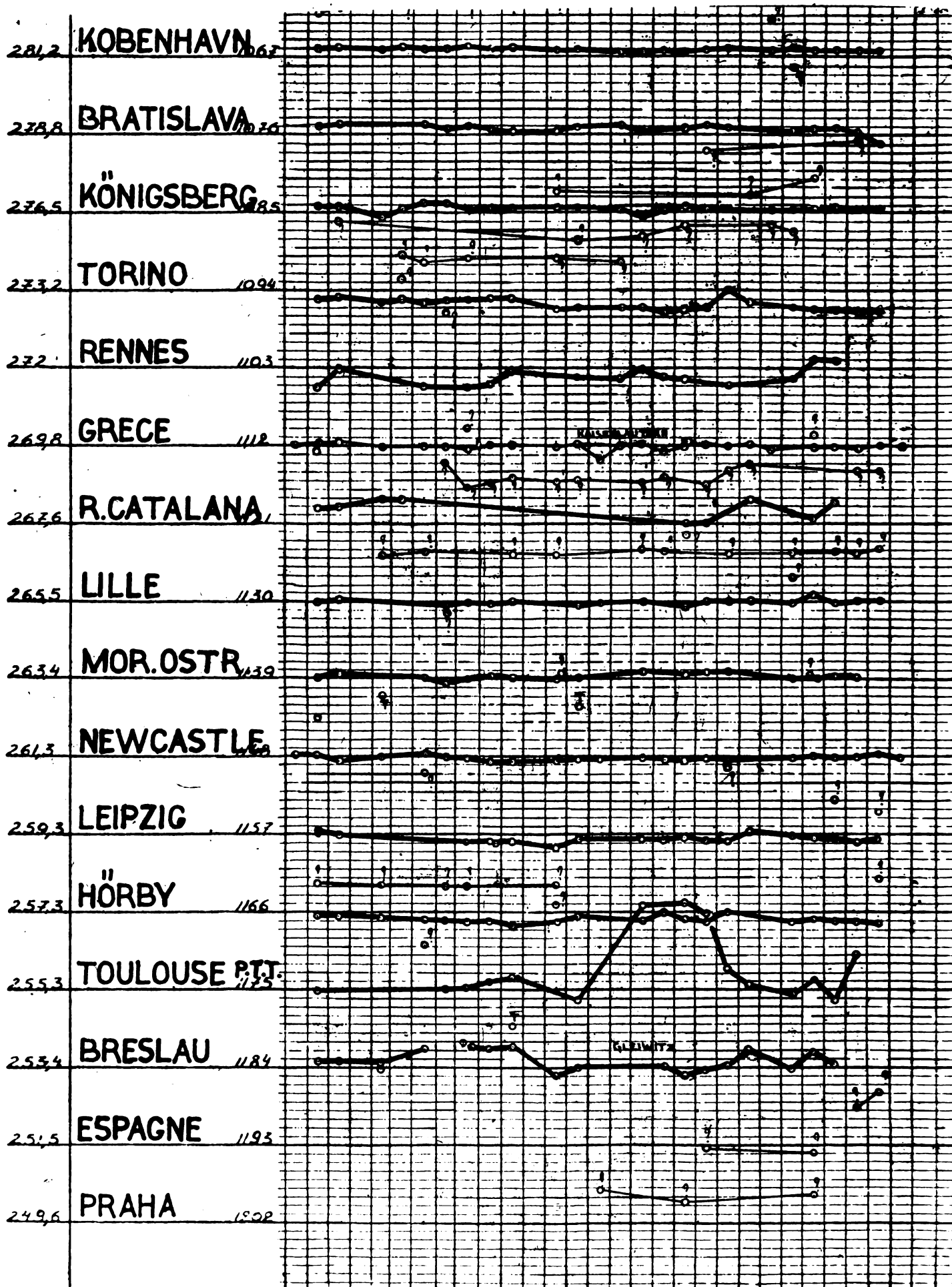


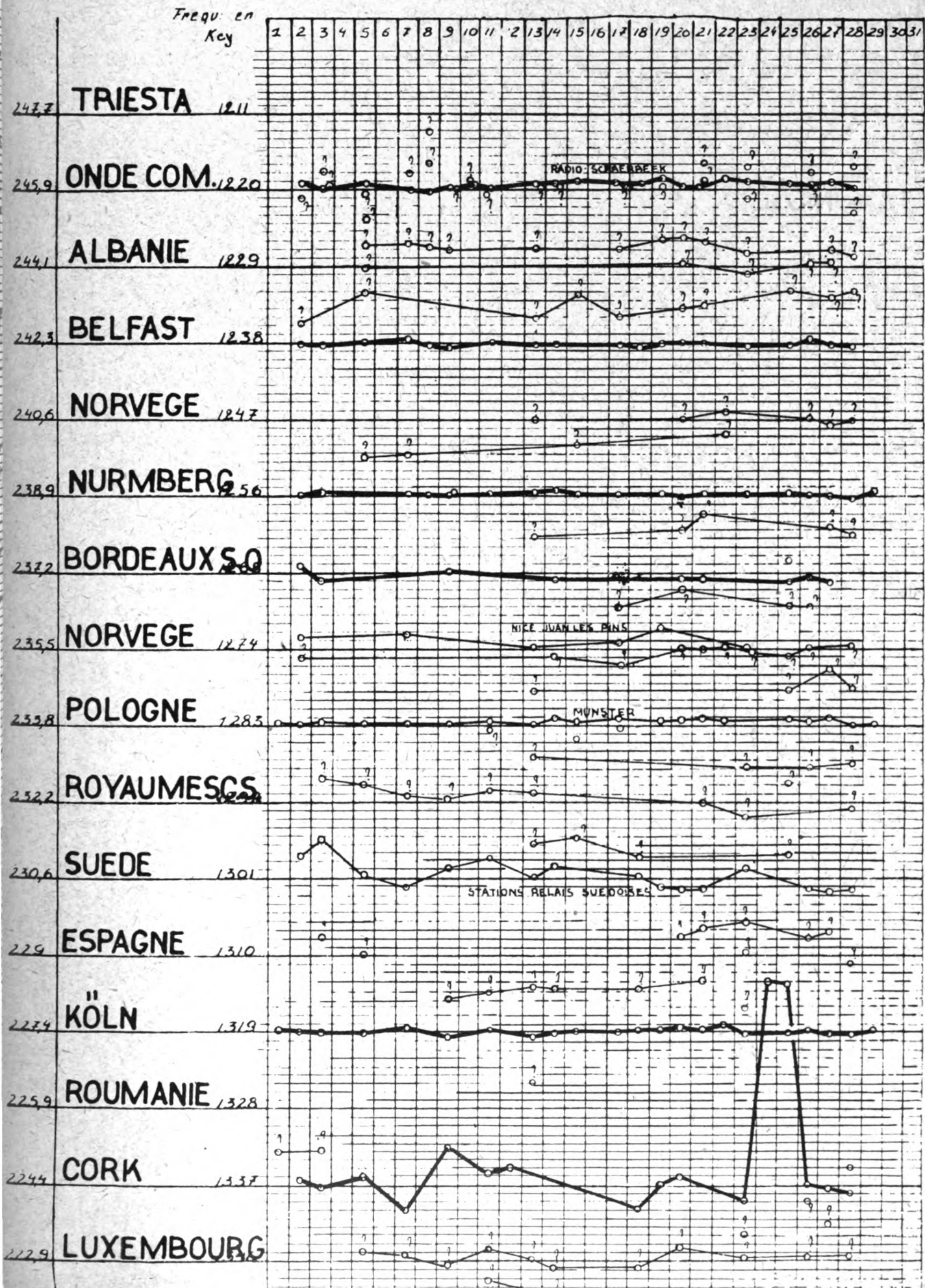


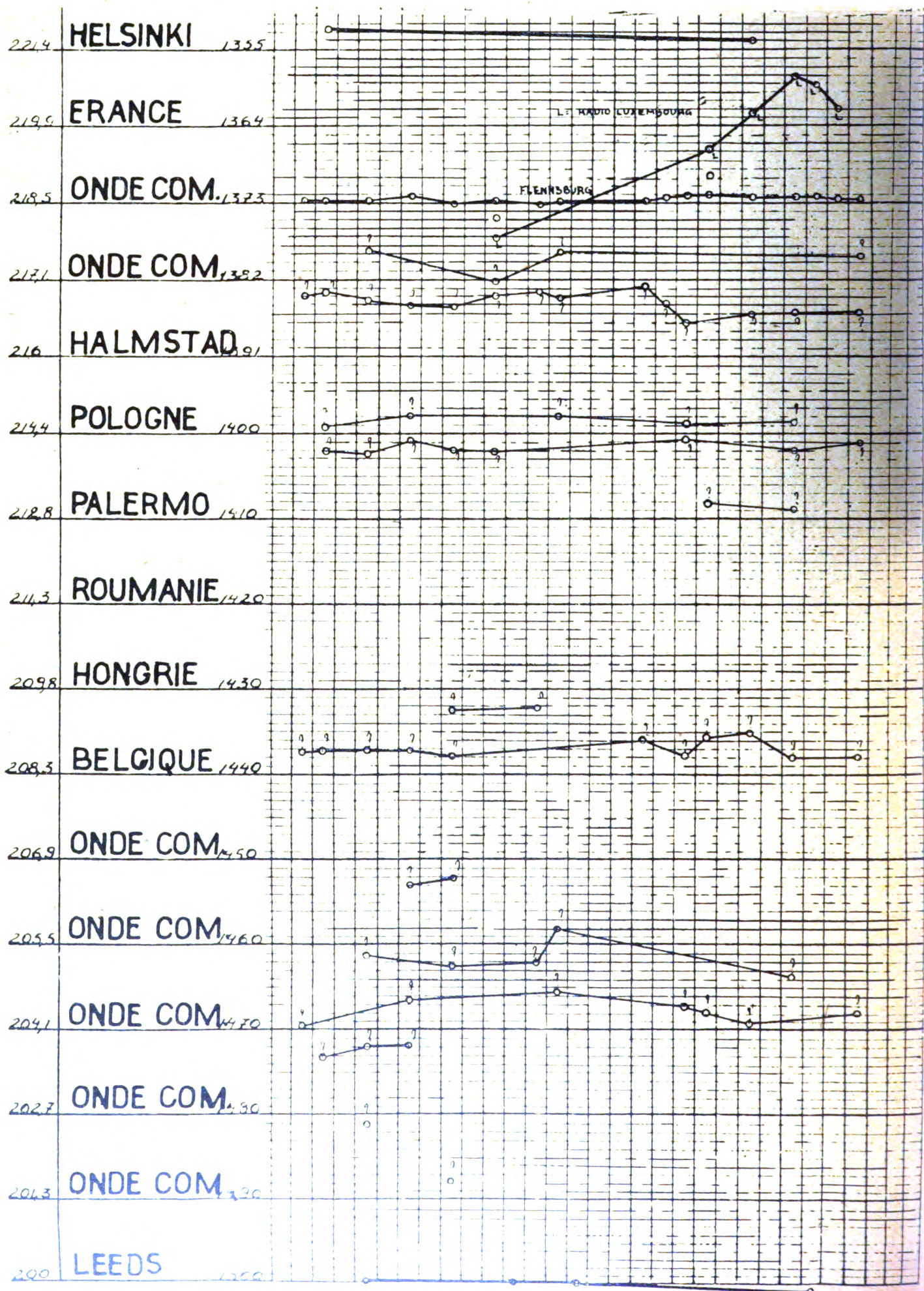












RADIOELECTRICITE

ET



~ FRANÇAIS ~

Paraissant le 1^{er} de chaque mois

ABONNEMENTS :

France et Colonies.. .. 70 fr. par an
Étranger 100 fr. par an

DIRECTION, ADMINISTRATION, PUBLICITÉ :

53, rue Réaumur, PARIS (2^e)

TELÉPHONE :

Louvre 03-72

A titre exceptionnel, les abonnements reçus jusqu'au 31 Décembre bénéficieront du tarif réduit ci-dessous :

France et colonies : 65 fr. par an. — Etranger : 95 fr. par an

Sommaire :

| | Pages | | Pages |
|---|-------|---|-------|
| Réceptions successives (Général CARTIER) | 3 | Le blindage des appareils de réception en T. S. F. (R.-L. SMITH-ROSE, D. Sc. Ph. D., A. M. I. E. E.).. .. . | 34 |
| Nouvelles études de la couche de Kennelly-Heaviside par la méthode des échos (L.-A. HAFSTAD et M.-A. TUVE).. .. . | 5 | Le filtre moyenne fréquence et la sélectivité des superhétérodynes (Jean DUSAILLY, ingénieur E. E. M. I.) | 38 |
| Les rayons X (Suite). (P. BLANC, ancien élève de l'Ecole Polytechnique). | 7 | Changement de fréquence, détection et analyses complémentaires (P. OLINET).. .. . | 41 |
| La stroboscopie et ses applications en T. S. F. (Y. DOUCET) .. | 12 | Tour d'Europe radiophonique (Suite) (Alex SURCHAMP).. .. | 48 |
| Le C-119 3 A. (R. LEPESQUEUR) | 19 | Conseils d'un bricoleur | 52 |
| Radio P. T. T. Nord. | 22 | Les brevets (Ch. FABER, ingénieur Radio E. C. P.). | 55 |
| Le circuit émetteur de EAJ-1 (André PLANÈS-PY. F 8EI).. .. | 24 | A travers la presse étrangère | 58 |
| En 1935 (DE KORSOUN).. .. . | 26 | | |
| Le dernier étage d'amplification (Suite) (P. OLINET).. .. . | 28 | | |

Reproduction interdite pour tous pays, y compris la Suède et la Norvège Copyright by Publications et Editions françaises de T. S. F. et Radiovision.

RHÉOSTAT POTENTIOMÈTRE



B N° 40

RIBET ET DESJARDINS
10, RUE VIOLETTE-PARIS

T. S. F.

*Pièces
détachées*



Ébénisterie



ÉBONITE
Dimensions à la demande

**PILES
ACCUS**



fil fins s/soie et s/coton

Prix très modérés

Tarif 23 — Baisse de prix

COP

52, rue des Archives, PARIS (4°)

Ouvert le samedi toute la journée

Amateurs...

...pour correspondre avec
le MONDE ENTIER

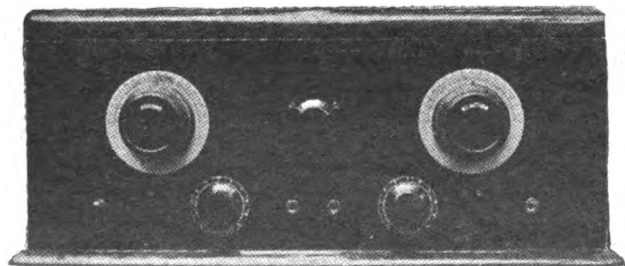
LE COMPTOIR GÉNÉRAL DE T. S. F.

Spécialiste des ondes courtes
ÉMISSION-RÉCEPTION

vous offre son

M. C. 18 bis Montage breveté
(10-130 mètres)

Le plus puissant d'Europe en ondes courtes



Comptoir Général de T.S.F.

11, Rue Cambonne, PARIS (15°)

- FOURNISSEUR DU GOUVERNEMENT -

MICROPHONE ÉLECTROSTATIQUE

SYSTÈME

JENKINS et ADAIR

Pour Radiodiffusion de "Haute Qualité"



Établissements

G.-I. KRAEMER

16, rue
de Châteaudun

ASNIÈRES

Téléphone :
Grésillons 12.48
— 12.49

En écrivant aux Annonceurs, citez Radioélectricité et Q S T Français

LES PHENOMENES de PROPAGATION

Réceptions successives

par le Général CARTIER

■ ■ ■ ■ ■

J'AI donné, dans un précédent article, une explication rationnelle des caractères essentiels de la propagation des ondes et défini ce qu'on pouvait appeler *rayons de propagation* : ce sont des lignes dont chaque élément est dirigé suivant la résultante des ébranlements moléculaires du milieu au point considéré. Ces lignes de propagation seraient des lignes droites dans un milieu homogène et en équilibre. Ce sont des courbes dans l'atmosphère qui n'est ni homogène, ni en équilibre, et la vitesse de propagation n'est pas uniforme puisqu'elle est égale, en chaque point, à environ les $3/4$ de la vitesse moléculaire moyenne du milieu, composée avec la vitesse de déplacement de ce milieu. Ainsi, si un poste émetteur O fonctionne à la surface de la terre qui se déplace dans l'espace dans le sens de la flèche f (fig. 1), l'éther est animé, par rapport au sol, d'un mouvement relatif dirigé suivant f_1 et dont la vitesse augmente avec la distance au sol : c'est un fait qui est indiscutable et que prouve notamment l'orientation des aiguilles aimantées.

Sans insister davantage sur ces considérations que j'ai déjà suffisamment développées, je rappelle que, dans l'atmosphère qui est un mélange d'air et d'éther, où la proportion d'air diminue avec l'altitude :

1° Les lignes de propagation entre l'émetteur O et un récepteur A sont des courbes d'autant plus incurvées que la fréquence est plus grande ;

2° Aux petites distances, c'est-à-dire quand les lignes de propagation sont voisines du sol, la perte d'énergie est d'autant plus grande que la fréquence est plus grande ;

3° Aux grandes distances, c'est-à-dire quand les lignes de propagation sont très élevées, c'est le contraire qui a lieu, la portée des ondes courtes pour une même dépense d'énergie devenant plus grande que celle des ondes longues ;

4° La portée est plus grande dans le sens OB que dans le sens OA.

Il en résulte (fig. 2) que, dans le faisceau des lignes de propagation émanées d'un poste émetteur O, il y en a qui atteignent le sol entre O et son antipode O', d'autres à l'antipode O' (2) ; d'autres qui reviennent en O (3), d'autres enfin qui font plusieurs

fois le tour de la terre pour revenir en O, leur tracé s'éloignant de plus en plus du sol.

Un récepteur A, placé non loin de O, recevra donc plusieurs signaux successifs (fig. 3) :

D'abord les signaux directs OA, puis les signaux également directs ayant fait une ou plusieurs fois le tour de la terre dans le sens de la flèche f_1 ;

Puis les signaux inverses ayant fait le tour de la terre une ou plusieurs fois, dans le sens de la flèche f_2 .

Si l'on se rappelle ce que j'ai dit plus haut, on voit que la perte d'énergie par unité de longueur diminuant avec la hauteur, les intensités des signaux successifs de la même catégorie ne doivent pas être en progression arithmétique décroissante de raison $1/4$.

D'autre part, en raison de la courbure des lignes de propagation, la différence entre la longueur du trajet (1) correspondant à un tour complet et le trajet direct OA, est plus grande qu'un méridien.

Ces conclusions sont conformes aux résultats des nombreuses expériences faites depuis la première observation de ces signaux multiples.

Pour que les signaux de la catégorie f_1 (fig. 3) se confondent pratiquement avec ceux de la catégorie f_2 , il faut que O et A soient très rapprochés. Si leur distance dépasse 150 kilomètres, le deuxième signal direct OA suivant f_1 et le premier signal inverse suivant f_2 , correspondant à des trajets différant de 300 kilomètres, se succèdent à plus de $1/1.000$ de seconde. Il peut en résulter un défaut de netteté de ces

signaux qui semblent allongés. Tout cela est conforme aux résultats observés.

C'est l'Allemand Quäck qui, en 1926, alors qu'il écoutait une station américaine, remarqua qu'il recevait deux fois chaque signal émis, l'un par la voie directe, l'autre par la voie inverse : l'intervalle des deux réceptions successives correspondait bien à la différence des trajets.

En 1927, il observa des successions de signaux à un intervalle constant de $1/7$ de seconde environ, correspondant à la durée d'un tour de la terre, soit $\frac{40.000}{300.000}$.

Il reçut jusqu'à quatre de ces signaux successifs et constata que l'intensité diminuait progressivement, le coefficient d'affaiblissement étant seulement de $1/2$ à $1/3$ au lieu de $1/4$.

Comme il était à environ 6.000 kilomètres du poste émetteur, les successions de signaux directs et les successions de signaux inverses étaient suffisamment décalées les unes par rapport aux autres pour ne pas se confondre, et il était difficile de les distinguer. Aussi abandonna-t-il l'écoute des postes américains pour celle de Nauen qu'il faisait de Geltow qui n'en est qu'à quelques kilomètres : il y avait ainsi une coïncidence presque absolue entre les signaux directs et les signaux inverses qui lui parvenaient après le premier signal direct. Les émissions de Nauen étaient faites sur 14 m. 95, 18 m. 22 et 12 m. 04. Il constata ainsi que l'intervalle des signaux successifs correspondant à une même émission était de 0,1385 seconde.

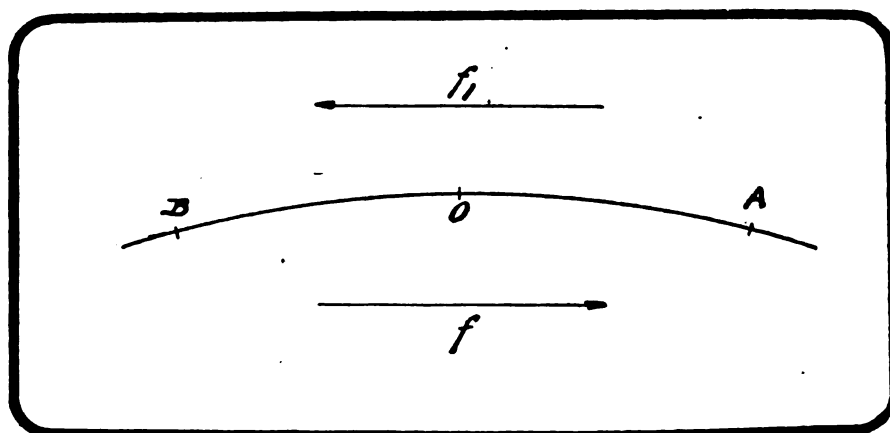


Fig. 1.

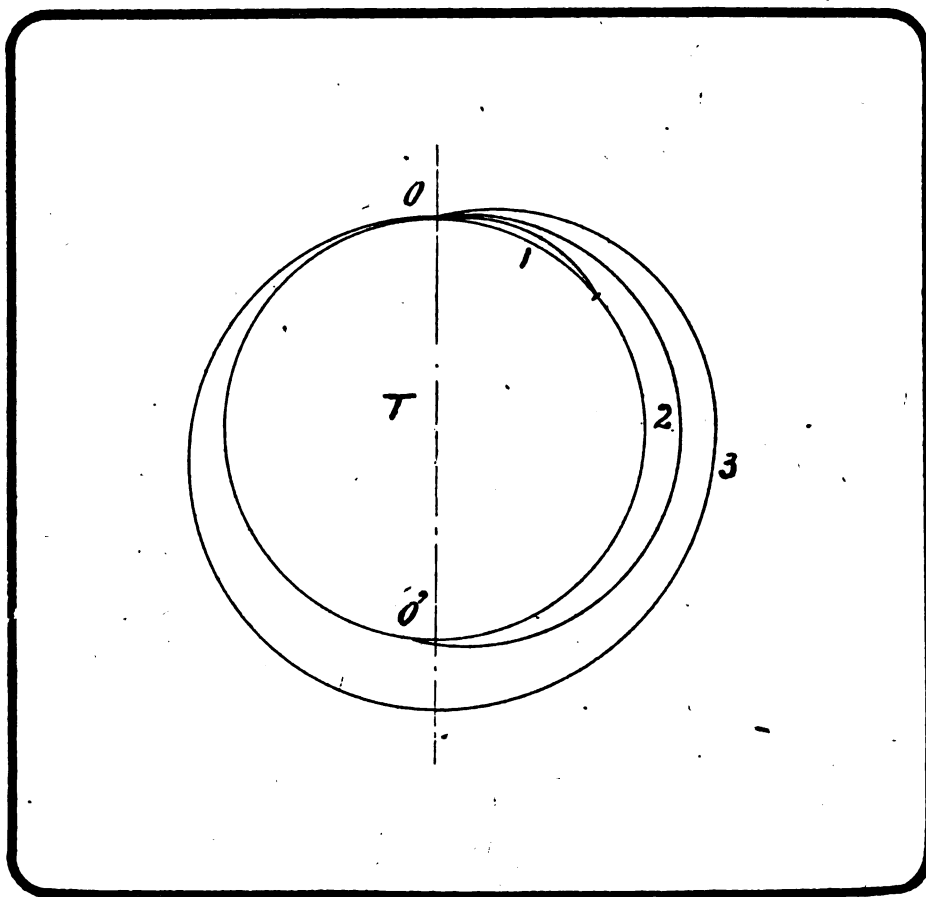


Fig. 2.

Comme le tour de la terre ne devrait durer que $\frac{40.000}{300.000}$ ou 0,1338 seconde,

en admettant que la vitesse de propagation est celle de la lumière, Quäck en conclut avec raison que la trajectoire s'éloignait du sol ; c'est ce que j'ai expliqué plus haut. Le calcul montre que l'excentricité maximum de cette trajectoire (courbe 3 de la figure 2) est d'environ 200 kilomètres. Comme c'est la hauteur moyenne de la couche hypothétique d'Heaviside, on en conclut qu'il y avait réflexion sur cette couche, et cette apparence fut naturellement exploitée par les partisans de l'hypothèse d'Heaviside. J'ai montré que le phénomène n'a rien d'une réflexion et que les lignes de propagation sont naturellement incurvées et non brisées comme l'exigerait une réflexion sur une couche située à 200 kilomètres de hauteur. D'ailleurs, les savants qui exploitent l'hypothèse d'Heaviside ont établi qu'elle devrait se déplacer et que sa hauteur n'est pas la même au-dessus de l'hémisphère éclairée par le soleil qu'au-dessus de l'hémisphère qui est dans l'ombre : s'il y avait réflexion sur cette couche, la durée d'une propagation circumterrestre ne devrait pas être la même à midi et à minuit. A-t-on songé à faire cette vérification ?

Quoi qu'il en soit, je considère l'explication que j'ai donnée comme

la seule admissible, au moins dans les conditions actuelles, et je refuse, au moins comme inutile pour l'explication des faits susmentionnés, cette intervention d'une couche réfléchissante comme la couche d'Heaviside qui se balancerait dans la haute atmosphère.

Mais voici des faits plus récents et plus curieux et dont il serait indispensable de faire une étude méthodique avant de chercher à en donner une explication.

A. — Quäck a remarqué que le signal direct principal était suivi d'une série d'échos se succédant régulièrement à 1/1.000 de seconde. Le nombre des échos ainsi observés a atteint sept.

Les signaux qui ont fait le tour de la terre ne sont pas suivis de tels échos.

Cette durée de 1/1.000 de seconde correspondant à la durée du trajet aller et retour à la couche d'Heaviside supposée à 150 kilomètres de hauteur, on a naturellement attribué les échos susvisés à des réflexions sur cette couche. A la rigueur, l'explication serait admissible pour le premier écho. Mais elle ne vaut rien pour les autres. A moins que le sol ne soit lui-même un réflecteur !

B. — En 1927, Hals, qui écoutait les signaux émis sur 31 m. 4 par la station d'Eindhoven, remarqua qu'un signal direct avait été suivi d'un deuxième signal à 1/7 de seconde (ce qui est normal, comme nous l'avons vu), puis d'un troisième signal à trois secondes,

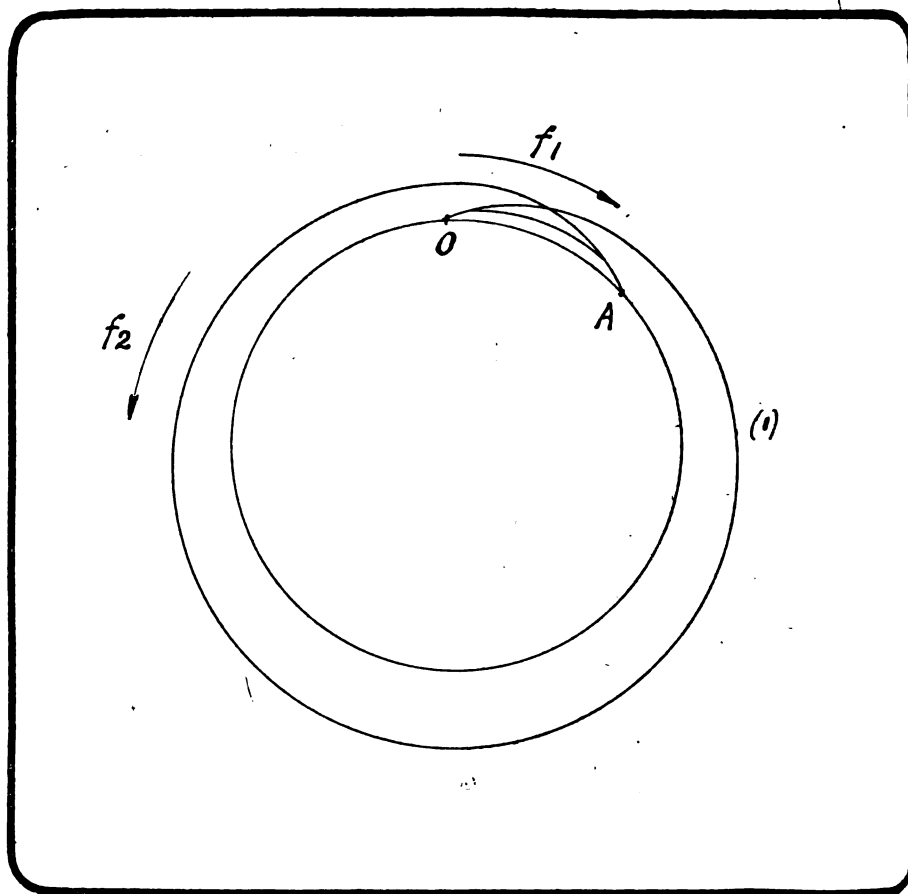


Fig. 3.

dont l'intensité était de 1/10 à 1/20 de celle du premier signal.

En trois secondes, un signal aurait fait 900.000 kilomètres, soit environ vingt-deux fois le tour de la terre, et l'affaiblissement devrait être beaucoup plus élevé.

En 1928, *Störmer* reprit les expériences de *Hals* et entendit des échos à des intervalles variant de 3 à 15 secondes.

Van der Pool a observé treize fois ces échos très retardés, les intervalles en secondes étant les suivants : 8, 11, 15, 8, 13, 3, 8, 8, 12, 15, 13, 8.

Le 24 octobre 1928, les échos furent entendus simultanément à Oslo et à Eindhoven, l'observateur d'Oslo entendant plus d'échos que celui d'Eindhoven.

Il est à noter que l'écho de 3 secondes est seul nettement perceptible, les autres étant extrêmement faibles mais néanmoins hors de doute.

En 1929, *Hals* a continué ses expériences, et il assure avoir reçu des échos 4 minutes 20 secondes après le signal principal !

4 minutes 20 secondes correspondent à un trajet de 78.000.000 de kilomètres, la moitié de la distance de la terre au soleil : *Störmer* n'hésite pas à admettre qu'un écho reçu avec un tel retard résulte d'une propagation incurvée suivant une trajectoire ayant la longueur ci-dessus.

En tout cas, ces échos multiples se produisant aux intervalles relevés par *Van der Pool* et qui sont échelonnés entre 3 et 15 secondes, semblent condamner l'hypothèse de couches réfléchissantes : en effet, la couche inférieure empêcherait toute propagation vers les autres. La couche d'*Heaviside*, si elle existait, ne permettrait que les échos du paragraphe A.

Il est à remarquer que ces échos n'ont été observés que par un nombre très restreint d'opérateurs étrangers ;

je ne crois pas qu'aucun Français les ait observés, au moins jusqu'à maintenant. Ils ne se sont produits que dans des circonstances particulières, encore mal définies, et il conviendrait de reprendre les expériences aux différentes heures de la journée, en toutes saisons et avec une série de longueurs d'onde convenablement échelonnées : la comparaison des résultats fournirait sans doute, pour l'élaboration d'une théorie, des éléments précis qui manquent actuellement. La variété des intervalles auxquelles parviennent ces essais est un peu déconcertante ; la prédominance marquée de l'intervalle 8 observé six fois sur treize, et qui est à peu près la moyenne entre les intervalles extrêmes, 3 et 15, est intéressante ; il en est de même du fait que l'écho de 8 secondes est beaucoup plus faible que celui de 3 secondes qui n'a été observé par *Van der Pool* qu'une seule fois sur treize, mais l'a été plus fréquemment par *Hals* et *Störmer*.

En résumé, il faut multiplier les observations, dans tous les pays, tous les jours et à toutes les heures, et leur assurer la plus large publicité pour que les savants du monde entier puissent les analyser et contribuer à l'éclaircissement de cette nouvelle énigme relative aux ondes courtes.

C. — Il est une autre catégorie de phénomènes moins troublants que les précédents, mais très intéressants à divers égards : c'est la relation qui existe entre les perturbations observées dans la réception des ondes courtes et l'activité des taches solaires. On a, en effet, constaté que ces perturbations, comme d'ailleurs celles qui affectent la déviation de l'aiguille aimantée, sont périodiques, et que la durée de leur période est d'environ onze ans : c'est aussi la période du retour dans l'atmosphère solaire de l'essaim des *Léonides*, et il est naturel de supposer que ce sont les chutes de ces astéroïdes sur

le noyau solaire qui produisent les taches en même temps que les ébranlements étherés qui se font sentir jusque dans notre atmosphère.

On a constaté aussi que les perturbations susvisées, électriques et magnétiques, présentent une autre période plus courte, de vingt-sept jours, qui correspond à la rotation du noyau solaire autour de son axe ; or, les taches ne sont pas régulièrement réparties sur le soleil ; elles sont plus nombreuses ou plus étendues en une zone de la surface solaire, et c'est lorsque cette zone est visible de la terre que les perturbations électriques et magnétiques sont le plus intenses.

Enfin, on a remarqué qu'il y avait simultanéité entre l'apparition de cette zone de taches et le commencement des perturbations électriques et magnétiques : celles-ci ne se produisent donc que le jour et elles s'affaiblissent le soir pour disparaître après le coucher du soleil.

On a conclu de ces faits authentiques que les taches solaires sont le siège d'ébranlements périodiques extrêmement violents et rapides qui se propagent dans l'éther, et viennent produire dans l'atmosphère terrestre les perturbations dont nous nous occupons ici. Leur période serait plus courte que celle des ondes dites électriques, puisque leurs rayons de propagation ne s'incurvent pas comme ceux de ces dernières et ne pénètrent pas dans l'hémisphère qui est dans l'ombre. D'autre part, ce ne sont pas des ébranlements lumineux, puisque les taches sont obscures. Etant donné la température des taches qui est de l'ordre de 8.000 à 10.000 degrés, on est conduit à cette conclusion que la période des ébranlements qui en émanent est celle des rayons ultra-violet.

Je crois que cette conclusion est discutable et qu'il est prudent d'attendre de nouvelles observations.

Nouvelles études de la couche de Kennelly-Heaviside par la méthode des échos

L.-R. HAFSTAD et M. A. TUVE

(Proceedings of the Institute of Radio Engineers - September 1929.)

■ ■ ■ ■ ■

DANS cet article, les auteurs, qui appartiennent au *Department of Terrestrial Magnetism, Carnegie Institution of Washington, Washington*, exposent les résultats des essais auxquels ils ont procédé, au cours de l'automne de 1928, pour étudier la couche de Kennelly-Heaviside par la méthode des échos.

Bien qu'ils espèrent pouvoir tirer de semblables expériences des conclusions quant à la distribution des électrons et aux autres caractéristiques de la couche d'*Heaviside*, ils se gardent bien de le faire après cette série d'essais et préfèrent attendre d'être en possession de données plus nombreuses.

Mais, dès maintenant, on peut considérer les résultats qu'ils ont obtenus

comme une nouvelle et importante contribution à la connaissance de la couche de Kennelly-Heaviside.

La méthode consiste à faire des émissions de très courtes durées à des intervalles largement suffisants pour que l'on puisse enregistrer un écho de l'émission sur la couche de Kennelly-Heaviside.

Dans le cas qui nous occupe, l'émis-

TABLEAU N° I

| Heure | Hauteur de la couche d'Heaviside en kil. | |
|-------------|--|-------------|
| | 16-17 sept. 1928 | 7-8 octobre |
| 16 h. 20 m. | 255 | 233 |
| 17 h. 30 m. | 240 | 220 |
| 18 h. 20 m. | 225 | 240 |
| 20 h. 00 m. | 250 | 255 |
| 22 h. 00 m. | 285 | 310 |
| 24 h. 00 m. | 300 | 320 |
| 01 h. 30 m. | 320 | 300 |
| 03 h. 30 m. | 330 | 330 |
| 04 h. 15 m. | 380 | 425 |
| 05 h. 30 m. | 395 | 410 |
| 06 h. 00 m. | 260 | |
| 06 h. 10 m. | | 255 |
| 08 h. 00 m. | 225 | 235 |
| 10 h. 00 m. | 230 | 230 |
| 12 h. 00 m. | 230 | 250 |
| 14 h. 00 m. | 240 | 240 |
| 16 h. 10 m. | 255 | 235 |

Nota. — L'heure du lever du soleil varie de 4 h. 25 à 4 h. 40 approximativement du 17 septembre 1928 au 8 octobre 1928 pour le lieu d'observations.

sion était double; deux émetteurs de 20 kilowatts chacun, de fréquence 4.435 et 8.870 kilocycles respectivement, étaient modulés par le même multi-vibrateur. Les émissions étaient d'une durée de 0,002 secondes ou moins et étaient séparées par des intervalles de 0,1 à 0,01 seconde.

Toutes les précautions furent prises pour éviter les erreurs dues soit aux atmosphériques, soit à certaines oscillations qui pouvaient naître dans l'appareil.

Les auteurs exposent ensuite comment, sur leurs graphiques d'enregistrement, on peut noter les différences dans le type des échos reçus, ce qui montre que les échos sont complexes (la vitesse de déroulement du film enregistreur était de 200 centimètres à la seconde; et les films avaient une longueur de 150 centimètres); à certains moments, la multiplicité des échos pour une même émission, le fait que le second écho arrive après le premier à un intervalle double environ de celui qui sépare le premier de l'émission proprement dite suggère une multiplicité de réflexions entre la terre et la couche d'Heaviside (différence entre le jour et la nuit).

D'un graphique donné par les auteurs, en conclusion de deux essais de 24 heures consécutives de durée, et montrant les variations de l'intervalle séparant l'émission du premier écho, on peut tirer le tableau suivant, qui fournit la hauteur de la couche de Kennelly-Heaviside en fonction de l'heure du jour.

On remarque la forte et brusque élévation de cette hauteur au moment du lever du soleil.

Parmi les remarques intéressantes, notons celles faites par les auteurs au sujet de leurs observations pendant l'orage magnétique des 17-19 octobre 1928 :

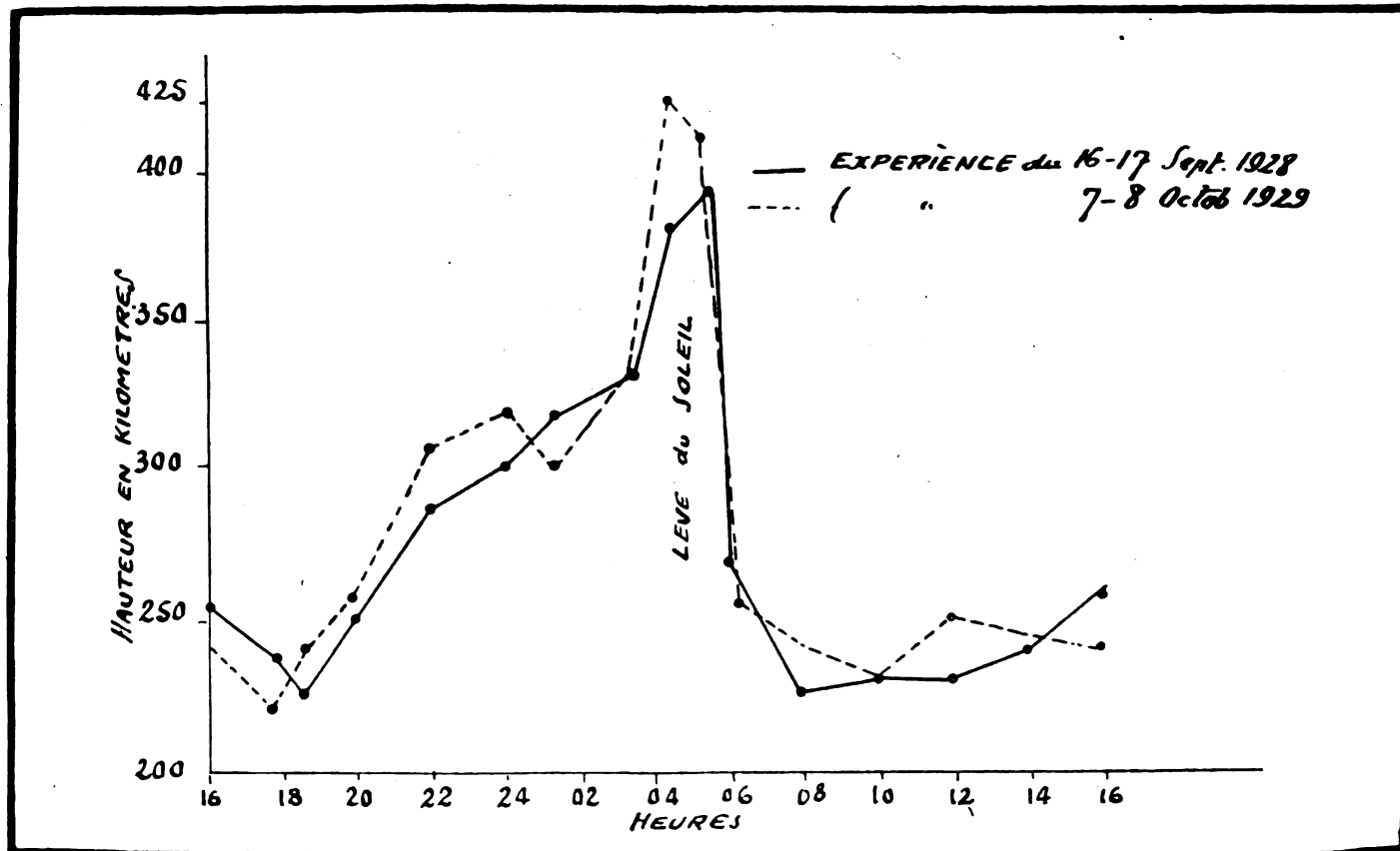
TABLEAU N° II

| Date | Heure | Hauteur effective en kilomètres |
|-----------|-------|---------------------------------|
| 1928 | | |
| Juillet | 14... | 11h.00m. 229 |
| Juillet | 16... | 10h.15m. 235 |
| Septembre | 12... | 13h.50m. 246 |
| — | 16... | 16h.20m. 241 |
| — | 26... | 16h.35m. 235 |
| — | 27... | 10h.00m. 234 |
| — | 28... | 14h.18m. 245 |
| Octobre | 1... | 9h.40m. 252 |
| — | 3... | 9h.52m. 245 |
| — | 3... | 14h.44m. 245 |
| — | 6... | 9h.53m. 252 |
| — | 16... | 14h.33m. 253 |
| — | 16... | 16h.15m. 243 |
| — | 17... | 9h.40m. 375 |
| — | 19... | 9h.55m. 252 |
| — | 20... | 14h.30m. 235 |
| — | 26... | 9h.55m. 225 |
| — | 26... | 14h.59m. 232 |
| — | 29... | 10h.00m. 225 |
| Novembre | 4... | 10h.00m. 232 |
| — | 5... | 10h.00m. 220 |
| — | 7... | 10h.00m. 225 |
| — | 10... | 9h.40m. 226 |
| — | 17... | 9h.50m. 232 |

a) La couche avait une hauteur extraordinairement élevée, environ 200 kilomètres au-dessus de la normale.

b) on observe un écho après un intervalle extraordinairement court.

c) Les échos du soir ne révèlent pas la multiplicité habituelle à ces heures.



PHYSIQUE DOCUMENTAIRE

Les Rayons X

(Suite) (1)

par P. BLANC, ancien élève de l'École Polytechnique

■ ■ ■ ■ ■

ABSORPTION DES RAYONS X PAR LES METAUX

FAISONS tomber un faisceau de rayons X sur un métal d'épaisseur x . Soient I_0 et I_x les intensités du rayonnement incident et du rayonnement émergent.

L'expérience montre que la matière absorbe les rayons X et la lumière visible suivent la même loi: une couche mince de matière absorbe une quantité de rayonnement proportionnelle à son épaisseur et à l'intensité du rayonnement qui lui a été transmis par la couche précédente.

Cette loi s'exprime par la formule exponentielle suivante :

$$\frac{I_x}{I_0} = e^{-\mu x}$$

μ étant un coefficient d'absorption dépendant de l'élément et de la longueur d'onde.

L'absorption des rayons X comprend:
1° La perte de rayonnement par diffusion dans la masse du métal, diffusion qui dépend du nombre atomique du corps illuminé ainsi que de la longueur d'onde des rayons employés.

2° La transformation du rayonnement incident en une radiation différente: on désigne cette absorption sous le nom d'absorption de fluorescence.

Le coefficient μ est considéré comme la somme de deux coefficients τ et σ relatifs, l'un à la fluorescence et l'autre à la diffusion.

Les coefficients d'absorption sont des propriétés des atomes, indépendants de l'état physique ou chimique de la matière qui sert d'écran. On est par suite conduit à considérer les

quantités. $\frac{\mu}{\rho}$, $\frac{\tau}{\rho}$, $\frac{\sigma}{\rho}$ dites coefficients massiques d'absorption. Pour les éléments

légers, l'absorption par diffusion n'est pas négligeable devant l'absorption de fluorescence; dans le cas de longueurs d'onde très courtes et d'éléments légers, l'absorption par diffusion tient la place prépondérante dans le phénomène d'absorption.

En outre, pour un élément donné, la variation du coefficient $\frac{\tau}{\rho}$ en fonction de la longueur d'onde est discontinue, sa valeur de discontinuité étant précisément celle qui peut provoquer l'émission du rayonnement de fluorescence de l'élément envisagé.

LES APPLICATIONS INDUSTRIELLES DES RAYONS X (1)

Le principe très simple de la radiographie consiste à disposer l'objet à radiographier entre l'ampoule à rayons X et un film radiographique. Ce problème n'est devenu pratique que

N. de l'A. — Nous tenons à exprimer ici notre reconnaissance aux Etablissements GaiFFE Gallot et Pilon à qui sont dus les clichés qui illustrent cet article.

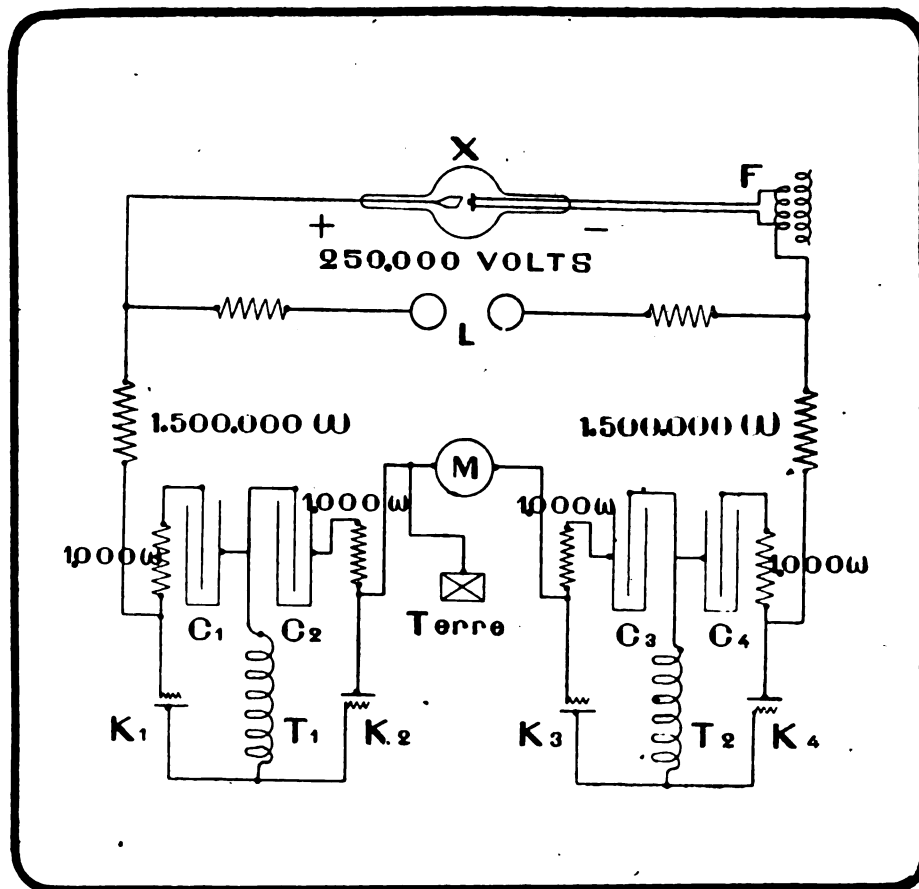


Fig. 1.

(1) Voir Radioélectricité et Q S T, numéro de juillet 1929.

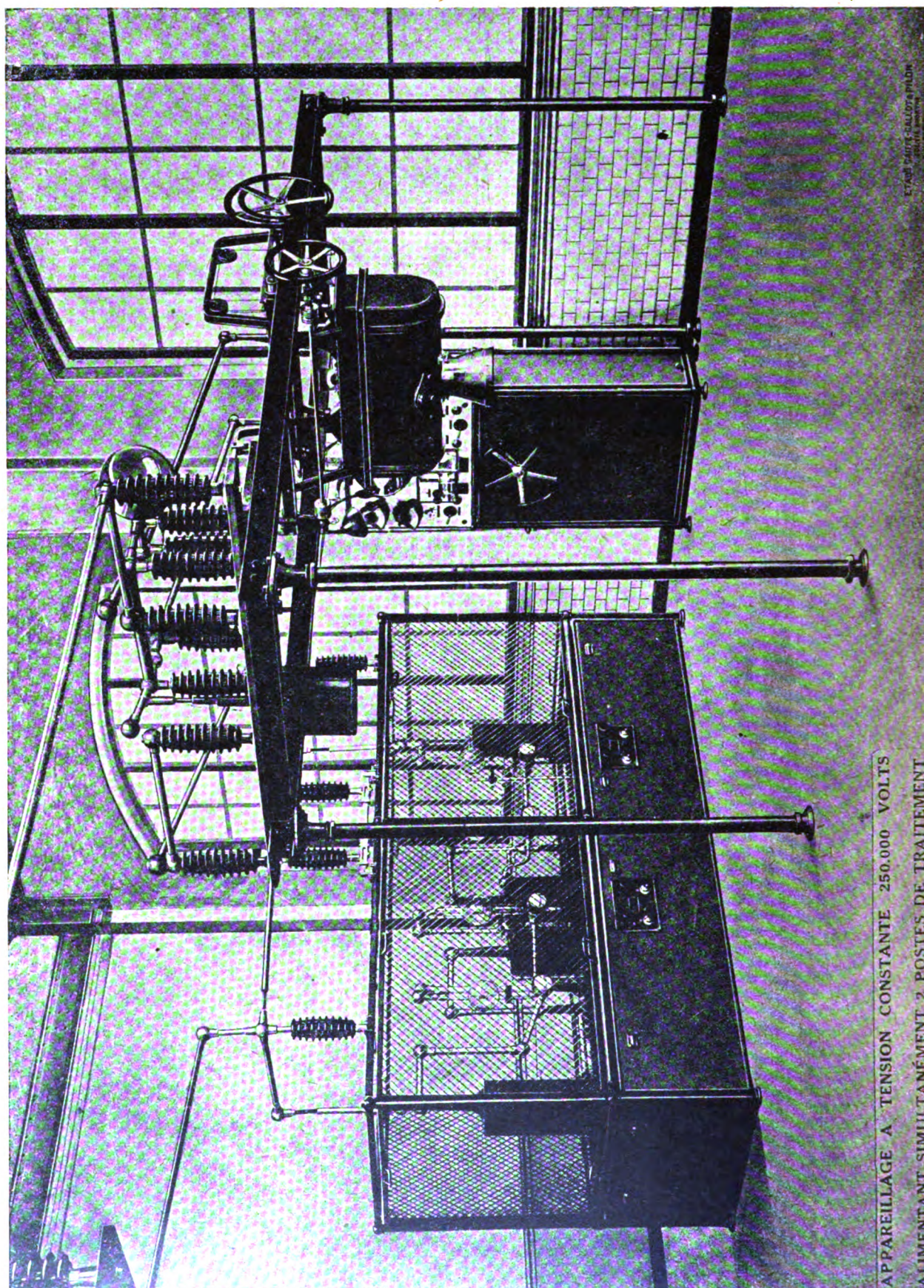


Fig. 2. — Générateur à tension constante des Établissements Gaiffe, Gallot et Pilon.
Type 250.000 volts, 30 milliampères.

lorsqu'on a pu disposer d'une grande puissance. On emploie couramment des appareils fonctionnant sous 200.000 volts.

La figure 2 représente un générateur à tension constante des Etablissements Gaiffe Gallot et Pilon donnant 250.000 volts sous 30 milliampères ; le géné-

rateur est enfermé dans la cage grillagée : il comprend quatre transformateurs dans lesquels débitent des transformateurs donnant 75.000 volts.

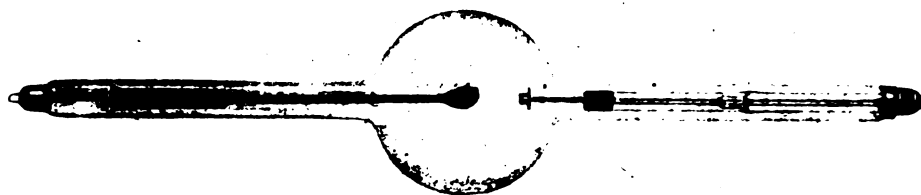


Fig. 3. — Ampoule Coolidge type A.

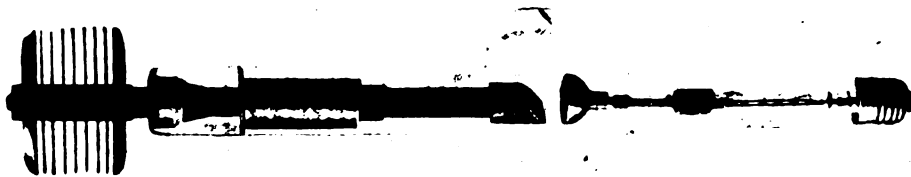


Fig. 4. — Ampoule Coolidge à radiateur.

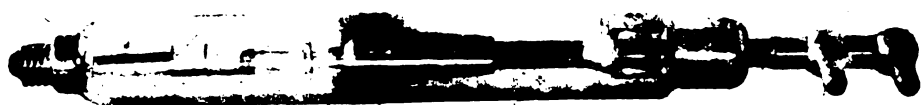


Fig. 5. — Ampoule Coolidge à anticathode refroidie par circulation d'eau. Le plan de l'anticathode de tungstène ou de molybdène est perpendiculaire à l'axe de l'appareil.

au secondaire ; chacun de ces Kénotrons charge un condensateur statique, ces condensateurs étant couplés en série et le milieu du couplage relié au sol. Le schéma du montage est indiqué par la figure 1.

L'ampoule Coolidge est placée dans la cuve suspendue au portique et remplie d'huile parfaitement isolante. Les figures 3, 4 et 5 représentent trois des types de tubes Coolidge les plus employés ; une ampoule ordinaire destinée à fonctionner dans l'air, à 40 centimètres d'étincelle équivalente entre pointes, soit 200 kilovolts maximum ; l'anticathode est constituée par une masse de tungstène montée sur une tige support de molybdène. La figure 3 représente une ampoule à radiateur, et la figure 4, une ampoule à refroidissement par eau. L'anticathode, en cuivre, est creuse et communique avec un réservoir en verre spécial au borosilicate, très résistant aux

chocs et peu sensible aux variations de température.

Lorsque le tube fonctionne, les rayons émis directement donnent naissance sur tous les objets frappés à un rayonnement diffus, dit « rayonnement secondaire ».

Il convient de protéger le film radiographique contre ces rayons en dehors du sujet. Pour cela, on peut utiliser un cache en plomb de 8 à 10 mm. d'épaisseur. On peut aussi disposer la pièce à examiner dans un lit de cire et enlever toutes les parties de la cire qui pourraient porter une ombre en dehors de la zone projetée par l'éprouvette (fig. 6). On protège la partie restante de la plaque photographique au moyen d'une couche de 10 à 20 mm. d'épaisseur de grains de plomb très fins.

Voilà sommairement décrit l'appareillage généralement employé dans la pratique. Nous allons maintenant passer en revue les principales appli-

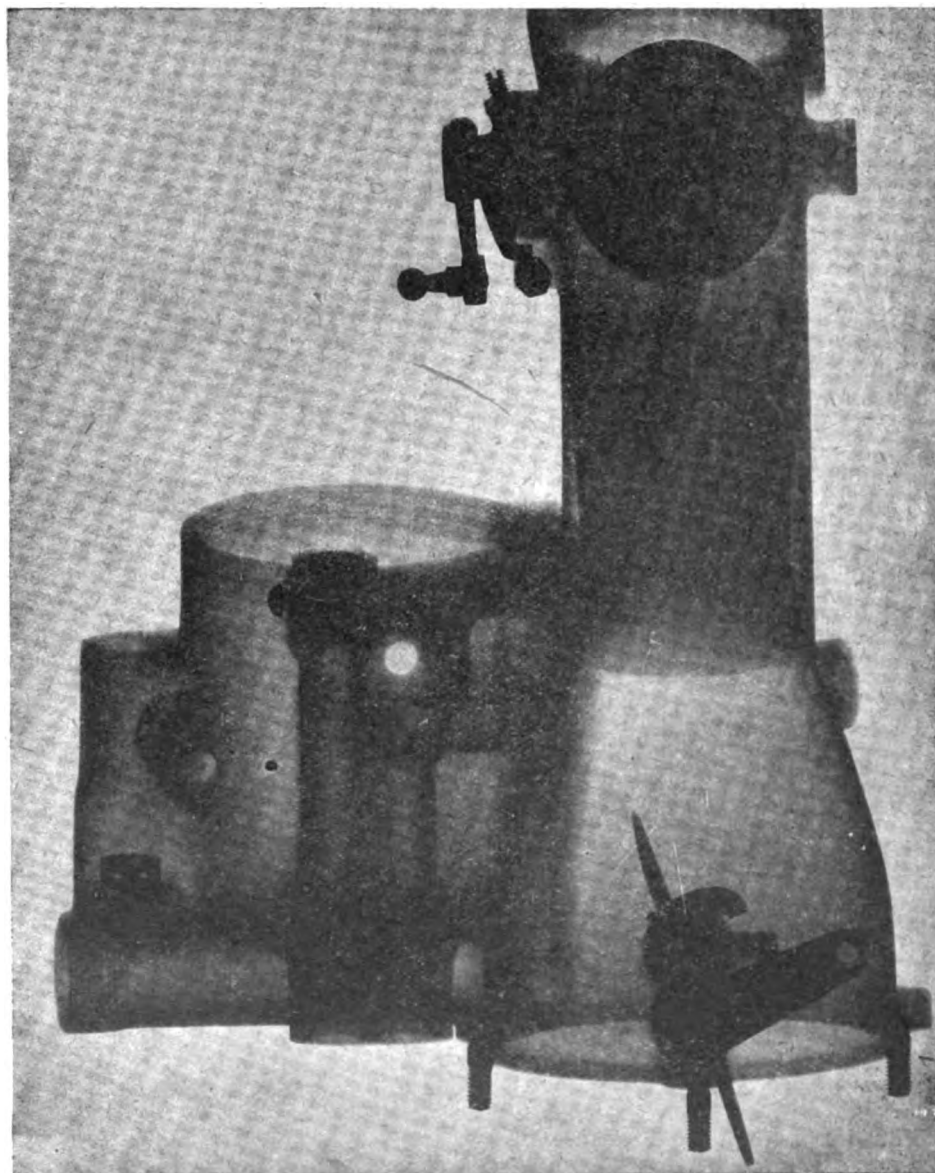


Fig. 7. — Radiographie d'un carburateur d'aviation.

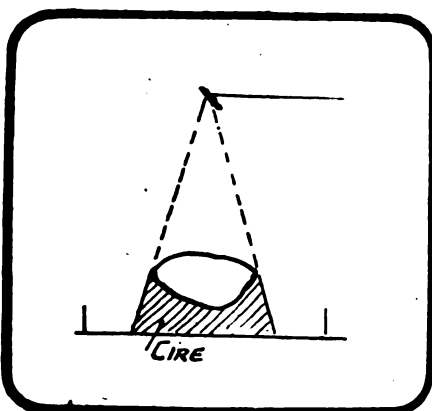


Fig. 6.

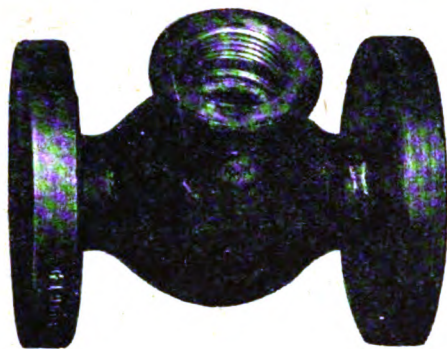


Fig. 8.

cations des rayons X. Elles découlent des deux propriétés essentielles suivantes :

1° Ils traversent la matière en irradiant : c'est sur cette propriété qu'est basée la *radiométallographie*.

2° Ils peuvent être diffractés par les cristaux à la façon d'un faisceau de lumière visible tombant sur un réseau matériel ; l'étude de cette diffraction fait l'objet de la *radiocristallographie* et de la *radiospectrographie*.

1° RADIOMÉTALLOGRAPHIE

La tension de fonctionnement utilisée est très variable suivant les pièces à étudier : si 80.000 volts suffisent pour les éléments légers, il faut 200.000 volts pour les métaux lourds.

Nous avons dit que, pour l'examen d'un objet, il suffit de le placer entre l'ampoule à rayons X et un film radiographique. Le temps de pose est considérablement réduit par l'emploi d'écrans renforçateurs au tungstate de calcium, corps fluorescent sous l'action des rayons X, qui ajoute une impression lumineuse à l'action chimique directe des rayons X sur le bromure d'argent. On utilisera alors de préférence un faisceau de rayons X de longueur d'onde un peu inférieure à celle qui correspond à l'émission de rayons caractéristiques des niveaux K du tungstène.

Pour éviter le rayonnement diffusé, on peut utiliser l'un des deux procédés indiqués précédemment ; généralement on procède par immersion de la pièce à étudier dans un milieu homogène présentant vis-à-vis des rayons X un coefficient d'absorption voisin de celui du métal. Cette méthode corrige les écarts d'impression photographique qui se produisent entre des régions où l'objet présente des épaisseurs très différentes.

Dans la pratique, on utilise les liquides équiopiques suivants :

S'il s'agit d'aluminium, une solution aqueuse de chlorure de baryum à la concentration de 35 gr. dans 100 cc de solution.

Dans le cas du fer, on utilise une solution d'iodure de baryum dans l'eau à la concentration de 150 gr. d'iodure dans 100 cc d'eau : cette solu-

tion est d'ailleurs un peu plus transparente que le fer.

Les clichés qui illustrent cet article donnent quelques renseignements sur les résultats qu'il est possible d'obtenir dans la radiographie des métaux.

La figure 7 est la radiographie d'un carburateur d'aviation, montrant la silhouette des organes internes.

Les figures 8, 9 et 10 donnent les radiographies d'un robinet à soupape en acier dont le corps sphérique avait un diamètre extérieur voisin de 75 mm.

Dans la figure 9, le robinet est rempli par une solution d'iodure de baryum presque saturée, et baigne dans cette solution. L'anneau noir que l'on voit dans l'orifice supérieur correspond à une bague de cuir. Les taches noires que l'on remarque aux deux

extrémités de la séparation diagonale, au-dessus d'elle à gauche et en bas, et au-dessous d'elle en haut et à droite révèlent la présence de sable de fonderie incrusté dans des anfractuosités de la pièce moulée. A la partie inférieure de la radiographie, on remarque une pièce cylindrique munie d'une colle-rette ; elle avait été également immergée dans le bain. On peut observer quelques soufflures à l'intérieur des parois du cylindre et un fil d'aluminium d'environ 2 mm. de diamètre, accroché au bord de la pièce et traversant l'orifice de part en part.

La figure 10 montre le même robinet, le montage intérieur enlevé ; l'intérieur de la pièce ne contient pas d'iodure de baryum, les orifices étant obturés. L'exagération des contrastes

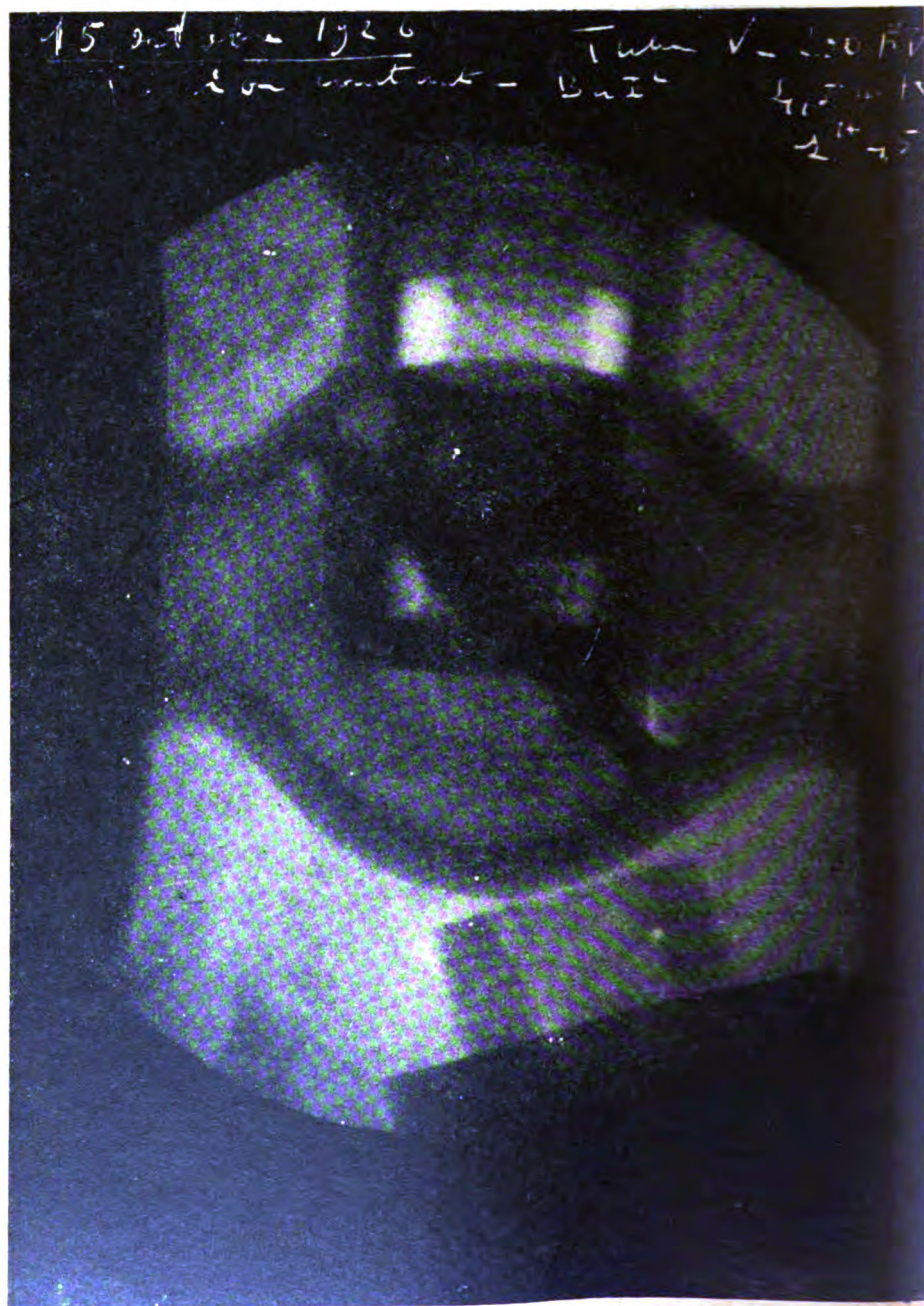


Fig. 9. — Radiographie d'un robinet à soupape en acier.

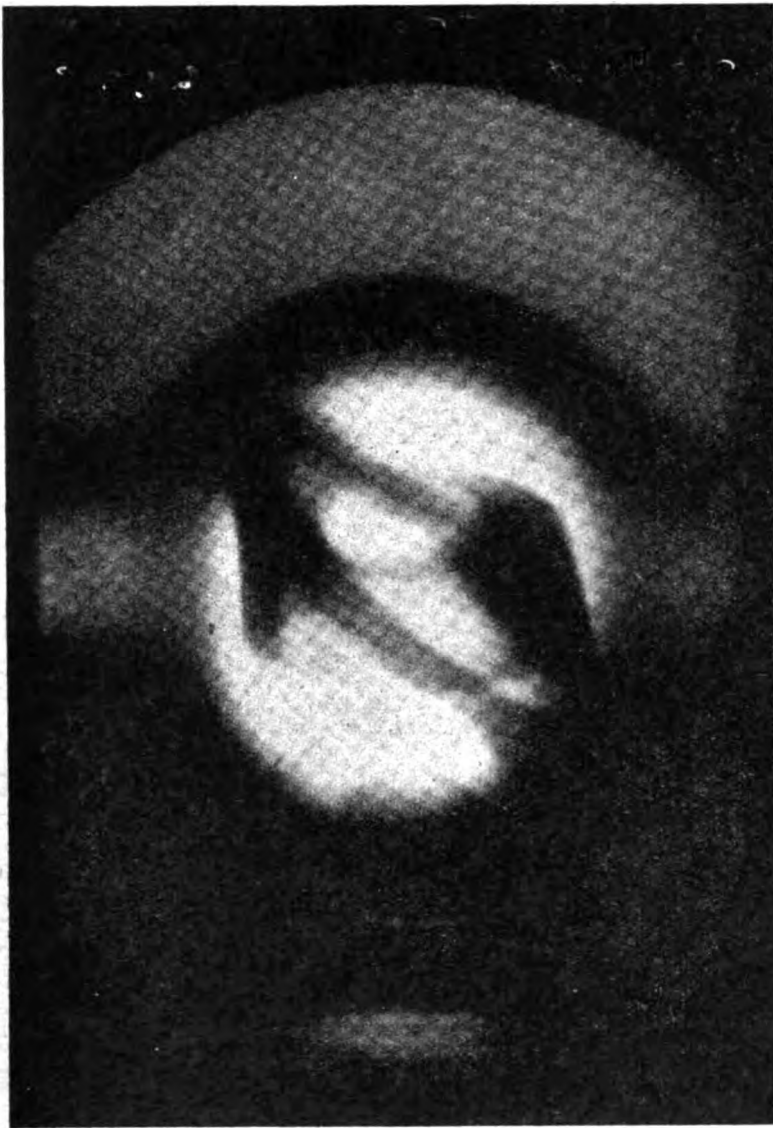


Fig. 10.

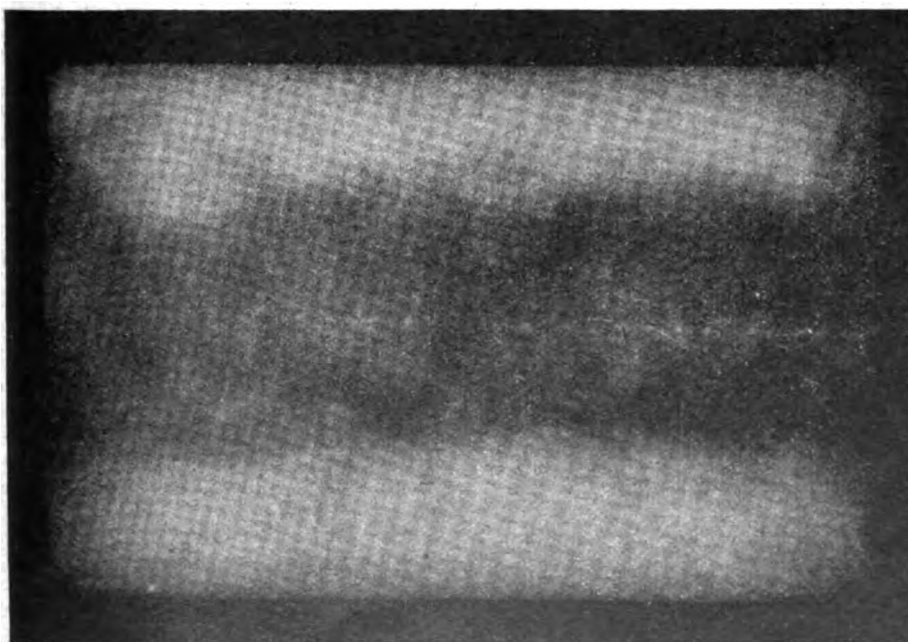


Fig. 11. — Radiographie d'une soudure autogène en forme de double biseau. Les deux

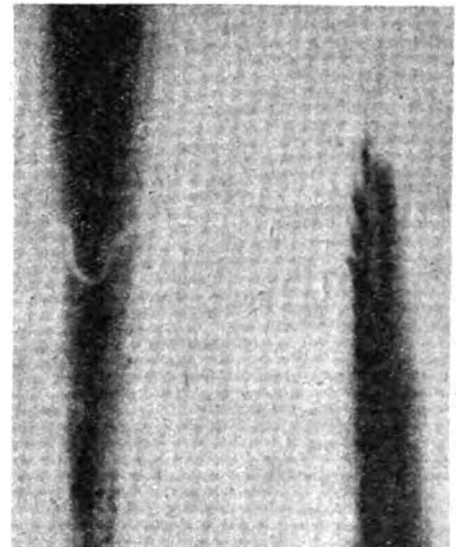


Fig. 12. — Examen d'une soudure autogène obturant une crique dans une pièce d'acier fondu de 50 % d'épaisseur.

A droite : la première soudure insuffisamment chargée est plus transparente que le métal normal qui siège à la partie supérieure dans le prolongement de la crique obturée.

A gauche : la même soudure a été refaite après évidement de la crique. Dans ce second essai, la soudure est, au contraire, moins transparente dans son ensemble que le métal normal que l'on peut voir dans le prolongement de la soudure, au-dessus du repère de plomb en forme de V.



Fig. 13. — Radiographie d'un bloc de charbon. Les amas de cendre sont décelés sous l'aspect de stratifications noires.

pièces d'acier, soudées l'une à l'autre, ont 30 % d'épaisseur. La soudure est faite au chalumeau. Les petits points transparents, alignés suivant la jonction des 2 pièces, correspondent soit à de très petits défauts de remplissage à ce niveau, soit encore à des parcelles d'oxyde. Il est très rare de ne pas rencontrer de ces légers défauts dans les soudures autogènes les mieux faites. L'aspect nuageux de la région correspond aux différences d'épaisseur de la surcharge de métal d'apport, car la pièce n'a pas été dressée après l'opération.

est extrême et montre le profil de l'objet mais ne permet pas de distinguer nettement les détails de la structure.

APPLICATIONS DE LA RADIOMÉTALLOGRAPHIE

Ces procédés peuvent être employés avec fruit dans un nombre considérable d'industries, à la recherche de défauts d'homogénéité à l'intérieur de la matière première ou des pièces fabriquées. L'examen des matières isolantes (ébonite, bakélite, mica...) permet de mettre en évidence la présence d'inclusions métalliques ; on peut également contrôler par cette méthode des montages dont les éléments sont dissimulés parmi les pièces

d'un mécanisme compliqué (circuits électriques à l'intérieur d'un bloc isolant moulé).

Une application très fructueuse est l'examen des soudures autogènes dont les figures 11 et 12 donnent un exemple : la figure 11 est la photographie de l'envers et de l'endroit d'une soudure sur tôle d'acier, d'apparence normale ; l'envers a été usiné au tour et on voit quelques cercles dus à l'outil. Sur la radiographie (fig. 12), on relève des points blancs décelant des cavités ou des soufflures, ainsi qu'une ligne longitudinale qui indique un manque de pénétration de la soudure.

Nombreux autres exemples de contrôle industriel pourraient être cités avec intérêt. Nous n'insisterons que sur un procédé qui paraît appelé à un grand avenir, l'analyse des charbons et des cokes. Suivant la teneur en

cenclres, le charbon est plus ou moins transparent sur la radiographie : les cenclres apparaissent sous forme de stratifications (fig. 13) ou de lignes fixes formant des ombres plus opaques. MM. Kemp, Mc Larens et Thomson, ont créé une méthode qui a rendu de grands services pour l'examen des houilles et qui consiste à faire passer rapidement devant l'écran fluorescent, sur lequel apparaît la radiographie, les échantillons à étudier.

Nous n'insisterons pas davantage sur le champ fort vaste des applications de la radiométallographie. Nous reviendrons seulement sur une application qui sort un peu du cadre de cet article, mais qui n'est ni la moins curieuse ni la moins intéressante : l'expertise radiologique des diamants, des tableaux...

(A suivre.)

La Stroboscopie et ses Applications en T.S.F.

par Y. DOUCET

■ ■ ■ ■ ■

I. — LE PHÉNOMÈNE STROBOSCOPIQUE

1^o DÉFINITION.

LA stroboscopie est le phénomène qui consiste à faire paraître immobile ou en mouvement lent un corps animé d'un mouvement rapide.

La chose est très curieuse lorsqu'on n'en possède pas l'explication. Elle intéresse tous les lecteurs du Q.S.T. parce que d'abord c'est un phénomène physique important et parce que ensuite il possède de belles applications en radiotechnique.

Il est nécessaire que le mouvement à analyser soit un mouvement périodique. Ainsi le corps qui se déplace ne peut être stroboscopé que si, toutes les T secondes, il reprend la même position.

2^o CAS PARTICULIER

DU SYNCHRONISME.

A) *Théorie simple.* — Ceci posé, il est facile de comprendre comment le corps peut nous paraître immobile alors qu'il est en mouvement rapide.

En effet, arrangeons-nous pour le voir pendant un temps très court τ de T secondes en T secondes.

Puisque l'objet se déplace très peu pendant ce court instant et qu'il repasse par la même position toutes les T secondes, il est bien évident que nous le verrons immobile par suite de la persistance des impressions rétinienne.

C'est là tout le principe de la stro-

boscopie — au moins dans ce qu'elle a de plus simple.

Nous arrivons ainsi au résultat fondamental suivant : pour fixer un phénomène périodique, de période T, dans un de ses états, il suffit de ne le saisir qu'aux temps

$$t + nT$$

t étant constant et n entier.

B) *Analyse d'un mouvement circulaire.* — a) *Expérience.* — Précisons cela par un exemple concret. Supposons qu'il s'agisse d'un mouvement de rotation.

Soit un disque de carton blanc entraîné par un petit moteur électrique (fig. 1). Traçons sur ce disque un secteur noir (couleur en opposition avec le fond) de faible ouverture. Le cercle tourne à l'allure constante de ν tours par seconde. Le secteur met donc $\frac{1}{\nu}$ seconde pour faire un tour et pour reprendre ainsi sa position initiale. Le phénomène est périodique — période $\frac{1}{\nu}$ — et peut être stroboscopé.

Imaginons un système d'éclairage qui lance des éclairs toutes les $\frac{n'}{\nu}$ secondes, n' étant un nombre entier. Si $n' = 1$, la période des éclairs est celle du mouvement. Au premier éclair, le secteur est rendu visible dans une certaine position (verticale, par exemple). Il est encore visible au deuxième éclair. Pendant le temps $\frac{1}{\nu}$ qui sépare un éclair du suivant, il a fait exacte-

ment un tour et est revenu à sa position verticale. Pour l'observateur, il n'a pas semblé bouger et, par suite de la répétition périodique rapide du phénomène, on voit le secteur dans une position fixe.

Si $n' = 2$, le secteur fait deux tours pendant l'intervalle de temps qui sépare deux éclairs, mais le phénomène apparent est le même.

Dans le cas particulier du mouvement circulaire uniforme, la relation dite de synchronisme :

$$t + nT$$

se trouve vérifiée.

b) *Conditions d'observation.* — Pour que le secteur soit nettement visible au cours de son mouvement de rotation, il faut satisfaire à deux conditions essentielles :

1^o Le temps τ — ici durée de l'éclair — doit être très petit devant la période T du mouvement observé.

En effet, supposons que $\nu = 50$ et que $\tau = \frac{1}{100}$ sec. S'il en est ainsi pendant le temps τ , le secteur fait un demi-tour et on verra la moitié du disque gris.

Pour que l'image ne soit pas trop floue, il ne faut pas que son déplacement soit plus grand que $\frac{1}{50}$ de tour si le disque a 10 cm. de rayon. Cela correspond en effet à un déplacement linéaire maximum de :

$$\frac{\pi \times 20}{50} = 1 \text{ cm. } 2$$

Le temps τ doit donc être au maximum de $\frac{1}{2.500}$ sec. On se rend compte

du temps infiniment petit pendant lequel on aperçoit le secteur. Il est clair qu'il n'est rendu visible que par suite de la persistance des impressions rétinienne qui permet de profiter de l'effet de répétition. Ceci nous amène à la seconde condition.

2° L'éclairement doit être suffisamment grand. Dans le cas de l'expérience nous voyons le disque pen-

minée. Le problème est d'éclairer le disque toutes les fois que les différents secteurs passent par la même position.

α) *Interrupteur rotatif.* — Un moyen commode consiste à utiliser le disque lui-même comme interrupteur tournant.

On munit chaque secteur d'une pièce métallique qui établit le courant

le ménisque, non pas par sa surface horizontale, mais par son extrémité et cela, avant que la dent suivante n'effleure la surface. A chaque interruption du courant, il éclate une étincelle de self-induction. C'est elle qui joue le rôle de source lumineuse. Sa durée est très courte et le phénomène apparaît avec une netteté remarquable. On pourrait la rendre plus lumineuse à l'aide d'un condensateur.

On pense évidemment à placer la roue dentée entre les tranches d'un aimant pour compléter la roue de Barlow des cours de physique. Mais on sait que pour obtenir la vitesse minimum de 60 tours-minute (16 dents), il faut disposer d'un champ magnétique déjà puissant et les vitesses plus grandes sont difficilement réalisables. L'expérience serait alors très séduisante : le stroboscope stroboscoperait son propre mouvement sans aucune intervention extérieure.

β) *Utilisation du secteur alternatif.*

— Si l'on dispose du secteur électrique alternatif, on réalise l'expérience beaucoup plus facilement, mais d'une façon moins nette. Tout se passe, en effet, comme si on disposait d'un interrupteur rotatif à la fréquence du secteur — aux environs de 50 en général. — Évidemment, la lampe ne s'éteint pas 50 fois par seconde, mais néanmoins l'éclairement oscille à la fréquence 50 avec une intensité suffisante pour les lampes à faible inertie calorifique.

La fréquence du stroboscope étant ici bien déterminée, il faut — pour obtenir l'immobilité apparente — que le disque tourne à une vitesse correspondant à la fréquence du courant ou à un de ses multiples.

Si v est la vitesse — en nombre de tours-seconde — du disque qui possède un secteur et / la fréquence du courant, le phénomène a lieu lorsque :

$$\frac{n}{v} = \frac{1}{f}$$

d'après ce que nous avons vu au début.

Si le disque possède N secteurs, on prend comme période la quantité

$$\frac{1}{Nv}$$

dant $1/2.500$ de seconde et cela 50 fois par seconde. Donc pendant toute la durée d'une seconde, la lumière que réfléchit le disque n'impressionne notre œil que pendant la fraction globale de :

$$\frac{50}{2.500}$$

soit $1/50$ de seconde. Par conséquent, si nous voulons le voir aussi bien qu'au repos lorsqu'il est éclairé par une lampe de 32 bougies — condition de netteté mise à part — il nous faudra mettre à la place de cette lampe une source lumineuse 50 fois plus grande. Il faut donc se procurer une lampe de 1.600 bougies qui lance des éclairs de $1/2.500$ seconde à la cadence de 50 à la seconde.

c) *Réalisation.* — Comment réaliser pratiquement ces conditions? Tout d'abord, le phénomène stroboscopique étant basé sur la persistance des impressions rétinienne, il faut obtenir un minimum de 16 vues à la seconde pour obtenir l'illusion d'une stabilité suffisante. Il faut donc un dispositif qui communique au disque une vitesse minimum de 960 tours-minute. Le procédé le plus simple consiste à dessiner sur le cercle non pas un secteur mais plusieurs — 8 par exemple. — La période sera alors le temps mis par un secteur pour prendre la place du précédent. Ce temps étant 8 fois plus petit, la vitesse minimum du disque est abaissée à 120 tours-minute ; ce qui est très facilement réalisable. Le disque sera monté sur un axe horizontal et mis en mouvement (fig 3), soit directement (manivelle), soit par l'intermédiaire d'un petit moteur électrique.

Ensuite, il faut réaliser le stroboscope proprement dit, c'est-à-dire une source lumineuse à fréquence déter-

minée. Le problème est d'éclairer le disque toutes les fois que les différents secteurs passent par la même position. Il est avantageux alors d'employer un disque métallique dans lequel on découpe 16 dents — qui sont les secteurs envisagés jusqu'ici — et qui est monté sur un axe conducteur isolé électriquement et muni d'un frotteur par où arrive le courant (le frotteur peut être plus simplement remplacé par un des paliers de l'axe). Le petit butoir à ressort est remplacé par une rigole de mercure dans laquelle plonge une lame de cuivre qu'on peut considérer comme borne de sortie du courant. On réalise ainsi l'appareil (fig. 2). Les dents touchent le mercure à leur passage à la verticale et établissent le courant. On prend soin que deux dents consécutives ne touchent pas ensemble le mercure. Il est bien évident, en effet, que, si une dent quitte le ménisque après que la dent suivante y ait plongé, le courant n'est jamais interrompu. Pour éviter cela, on dispose la rigole de mercure de façon que chaque dent quitte

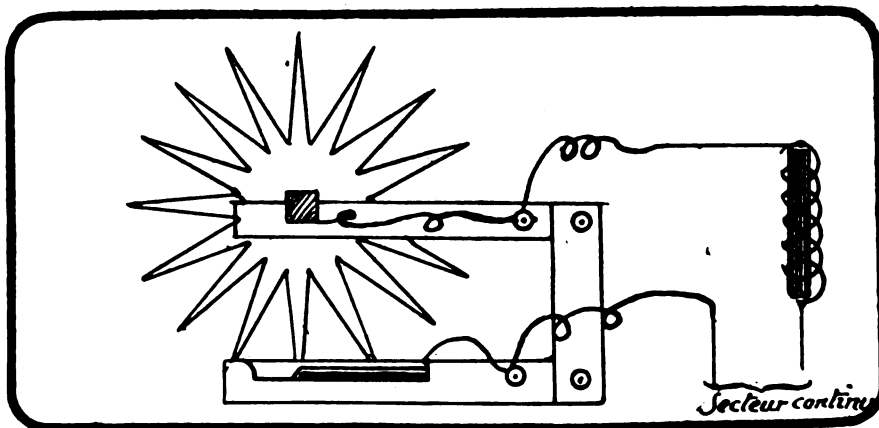


Fig. 2

et l'égalité s'écrit :

$$\frac{n}{Nv} = \frac{1}{f}$$

Il y a donc apparence d'immobilité — / étant donné — toutes les fois que

$$v = \frac{fn}{N}$$

n étant un nombre entier.

L'expérience est réalisée avec l'appareil de la fig. 3.

La fréquence du secteur est

$$f = 52$$

et on a : $N = 8$

Pour $n = 1$ la formule donne :

$$v = \frac{52}{8}$$

Comme le rapport de démultiplication est de 4, la vitesse de l'arbre menant est :

$$v' = \frac{52}{8 \times 4} = \frac{13}{8}$$

soit 13 tours en 8 secondes.

L'expérience confirme en effet l'obtention d'un phénomène stable lorsque, en 40 secondes, en tournant à la main à une vitesse aussi uniforme que possible, on fait 65 tours.

A cette allure, l'éclairement produit par une lampe à incandescence à filament métallique est suffisant. Il n'en est plus de même si on cherche à obtenir la deuxième vitesse de synchronisme, c'est-à-dire celle qui correspond à $n = 2$. Il est alors nécessaire d'employer un arc (2 charbons de cornue sur un support de chimie). En entraînant le disque par un petit moteur, on peut rechercher la 3^e vitesse de synchronisme. L'expérience montre que le disque reste blanc-gris.

En effet, pour $n = 3$ on a :

$$v = \frac{52 \times 3}{8} = 19,5$$

soit près de 20 tours-seconde. La vitesse périphérique d'un disque de 10 cm. de rayon est alors de :

$$20 \times \pi \times 20 = 12 \text{ m./sec.}$$

L'étalement apparent des secteurs noirs est alors tel qu'ils « remplissent » complètement les secteurs blancs d'où l'illusion d'un disque de couleur uniforme grise, malgré que la vitesse de synchronisme soit atteinte.

d) *Autres réalisations.* — On peut néanmoins observer au stroboscope un mouvement aussi rapide. Mais on emploie alors une source qui a une inertie lumineuse beaucoup moins grande que les lampes à filament incandescent ou que les arcs ; mais qui, cependant, a un pouvoir éclairant aussi grand.

Les lampes au néon fonctionnant sous haute tension satisfont à ces

conditions. Ce sont elles que l'on trouve dans les stroboscopes industriels. Les interruptions de courant sont produites par un vibreur à corde, leurs fréquences sont ainsi rigoureusement constantes et bien connues. Il est, de plus, facile de les faire varier de quantités déterminées en réglant la tension de la corde vibrante.



Fig. 3

Dans les laboratoires, on utilise encore avec succès l'étincelle électrique condensée lumineuse. Il faut disposer alors d'une source de f. é. m. alternative et d'un éclateur tournant. Le dispositif rappelle celui que nous avons utilisé pour la roue de Barlow si on ajoute à l'expérience décrite quelques perfectionnements.

Si l'on a besoin de connaître avec précision la fréquence des interruptions, on les produit à l'aide d'un diapason entretenu électriquement. Les branches portent chacune une lame munie d'une fente. La lumière ne passe que lorsque les deux fentes sont en regard, ce qui se produit deux fois par période.

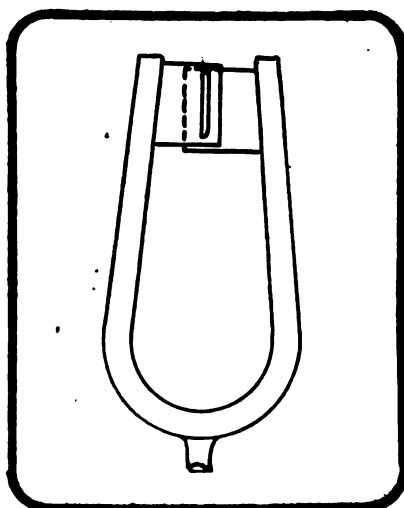


Fig. 4

Comme on le voit, les moyens mis en œuvre sont multiples. Il y en a bien d'autres encore. Chacun d'eux correspond aux conditions particulières du mouvement analysé.

2^e CAS GÉNÉRAL

A) *Théorie.* — Si la stroboscopie se bornait à fixer dans un de ses états un corps quelconque animé d'un mouvement périodique, ses applications seraient très restreintes ; mais ses ressources sont plus grandes.

Dans tout ce qui précède, nous avons supposé que les éclairs éclataient aux temps

$$t + nT$$

T étant leur période, et aussi celle du mouvement stroboscopé.

Supposons maintenant que les deux périodes diffèrent d'une petite quantité ϵ qui soit une fraction de la période T du mouvement

$$\epsilon = \frac{T}{m}$$

m étant entier.

La période T' des éclairs sera

$$T' = T + \epsilon$$

c'est-à-dire

$$T' = T \left(1 + \frac{1}{m} \right)$$

Ils éclatent — comme précédemment — aux temps

$$t + nT'$$

c'est-à-dire

$$t + nT \left(1 + \frac{1}{m} \right)$$

Remplaçons n par la série des valeurs entières on obtient — par définition — les époques auxquelles le phénomène est saisissable soit :

$$t; t + T + \frac{T}{m}; t + 2T + \frac{2T}{m};$$

$$t + 3T + \frac{3T}{m}; \dots$$

$$\dots t + (m-1)T + \frac{(m-1)T}{m};$$

$$t + mT + \frac{mT}{m}$$

La dernière expression s'écrit

$$t + T(m+1)$$

ce qui est de la forme

$$t + KT$$

K étant entier. Puisque T est la période du phénomène, il apparaît au temps $t + KT$ sous le même aspect qu'au temps t .

Ainsi à chaque éclair on voit le corps mobile dans une position différente et au $n^{\text{ième}}$ éclair il apparaît dans sa

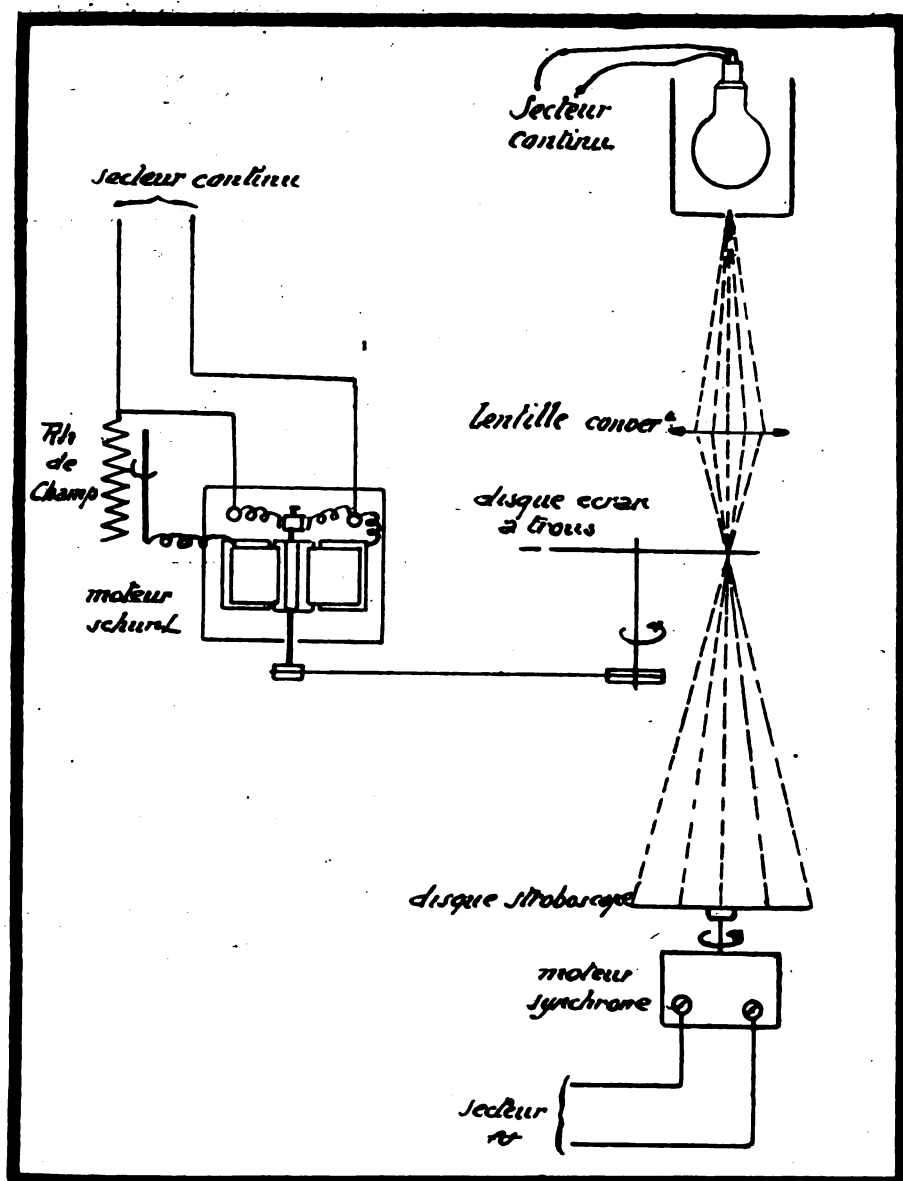


Fig. 5

trer cette conclusion par un exemple concret.

B) Analyse d'un mouvement circulaire uniforme.

Reprenons l'expérience du disque de 8 secteurs. Calons-le sur l'axe d'un moteur électrique tournant à une vitesse constante. Ce sera, par exemple, un petit moteur synchrone à 2 paires de pôles faisant 25 tours/seconde. La période du mouvement est le temps mis par un secteur pour prendre la place du précédent, c'est donc ici

$$\frac{1}{25 \times 8}$$

et la fréquence est

$$F = 200$$

Réalisons maintenant une source lumineuse suffisamment puissante dont la fréquence des éclairs soit environ 200.

Il existe bien des moyens. En voici un entre autres : on monte un arc alimenté en courant continu ; il envoie un faisceau lumineux sur le disque en mouvement. Si on interrompt le faisceau par un corps opaque F' fois par seconde, on obtient des éclairs à la fréquence F' . Il suffit pour cela de former l'image de la fente lumineuse sur un disque percé de trous régulièrement répartis sur une circonférence ayant l'axe de rotation pour centre (figure 6). Le montage se fait donc suivant le schéma de la figure 5. Le disque-écran est entraîné par un petit moteur dont on règle la vitesse à l'aide d'un rhéostat de champ. Si ce disque possède 18 trous et qu'il fait 11 tours par seconde, la fréquence des éclairs est

$$F' = 18 \times 11 = 198$$

D'après les résultats trouvés précédemment, on doit pouvoir observer un mouvement apparent de fréquence

$$f = 200 - 198 = 2$$

c'est-à-dire que 2 fois par seconde un secteur prend la place du précédent.

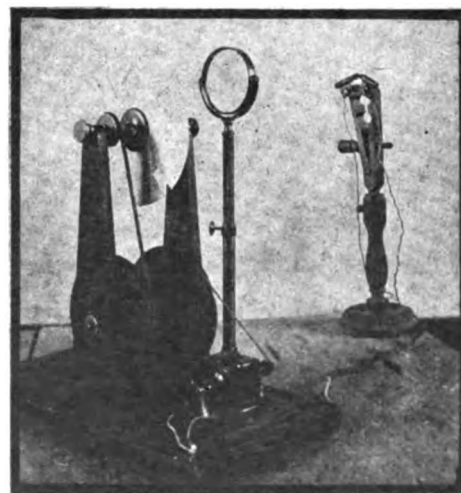


Fig 6

position initiale. Pour l'observateur, tout se passe donc comme si le mobile était animé d'un mouvement dont la période est le temps pendant lequel éclatent m éclairs.

$$\tau = t_m - t_0$$

$$\tau = t + mT + \frac{mT}{m} - t$$

c'est-à-dire

$$\tau = T(m + 1)$$

mais

$$m = \frac{T}{\varepsilon}$$

par suite

$$\tau = T \left(1 + \frac{T}{\varepsilon} \right)$$

c'est-à-dire

$$\tau = \frac{TT'}{\varepsilon}$$

La fréquence apparente du mouvement est donc

$$f = \frac{1}{\tau}$$

soit

$$f = \frac{\varepsilon}{TT'}$$

or nous avons défini ε comme étant la différence des deux périodes. Ce qui s'écrit

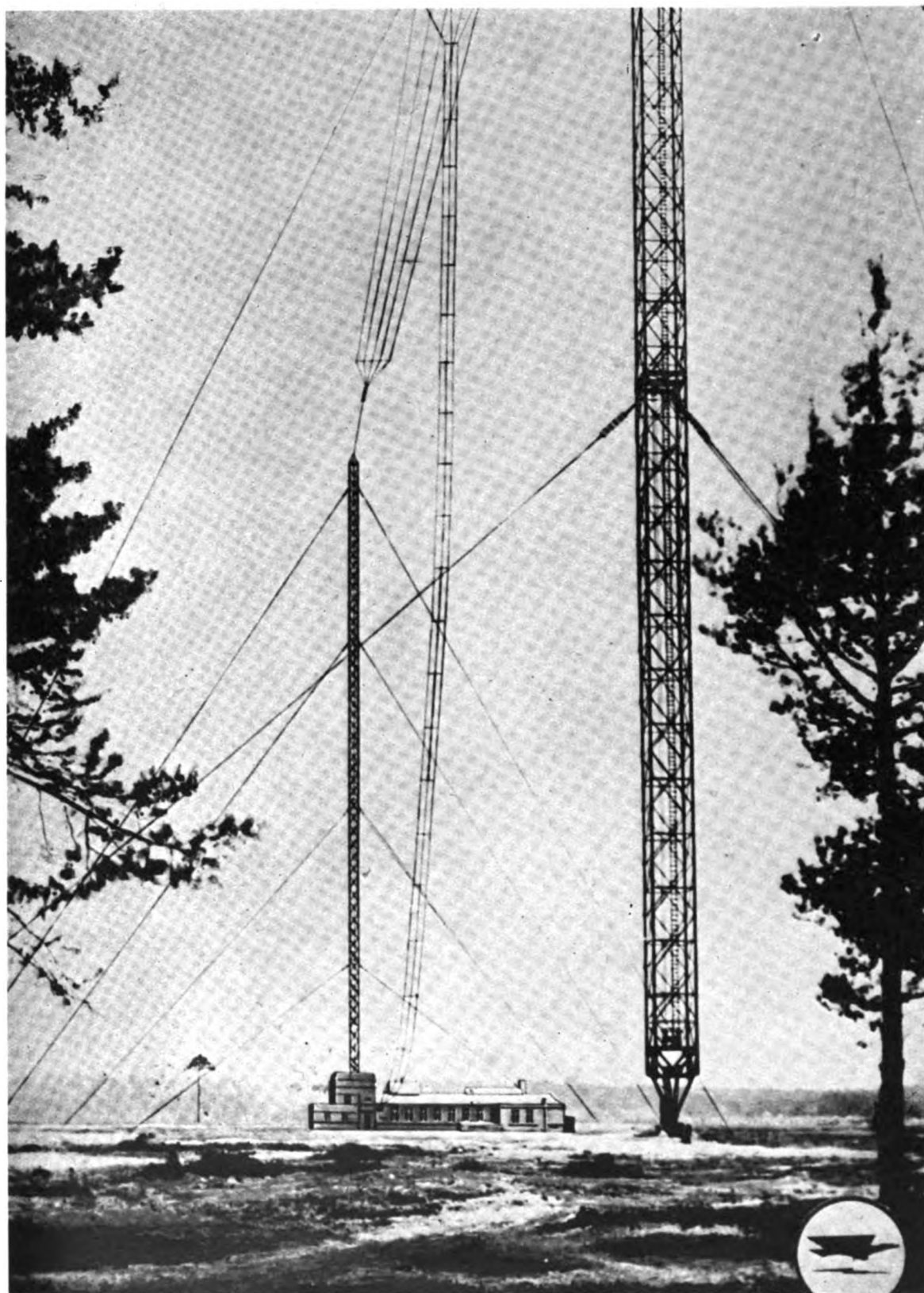
$$\varepsilon = |T - T'|$$

En désignant par F et F' les inverses de T et T' il vient la relation fondamentale

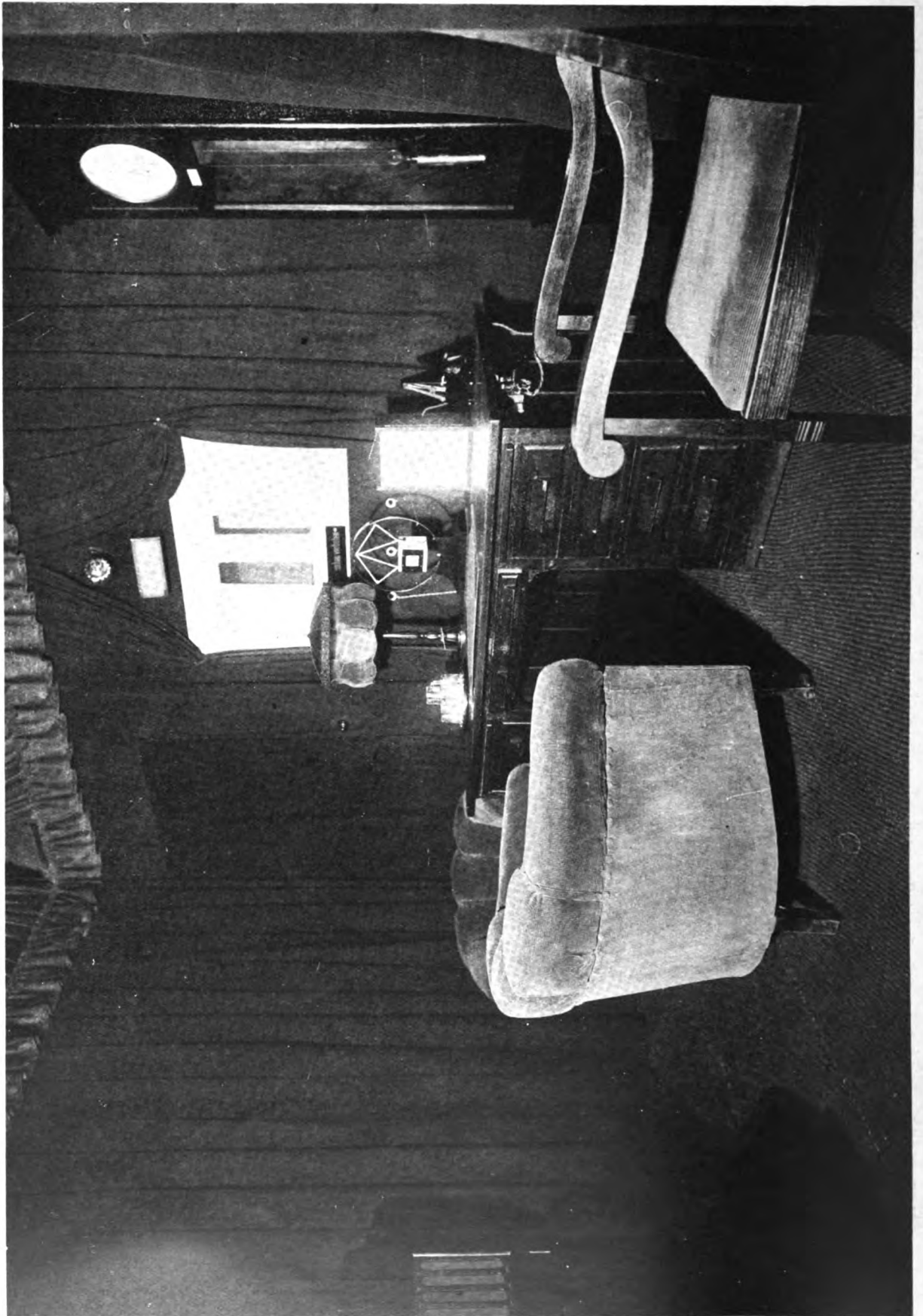
$$f = |F - F'|$$

En résumé, lorsqu'on stroboscope un mouvement périodique de fréquence F par une source lumineuse de fréquence F' , on obtient un mouvement apparent dont la fréquence a pour valeur la valeur absolue (ou valeur arithmétique) de la différence des fréquences.

Nous généraliserons ce résultat plus loin. Il est bon, au préalable, d'illus-



L'ANTENNE DE KÖNIGWUSTERHAUSEN.



UN AUDITORIUM DE KENIGWUSTERHAUSEN.

condition de synchronisme envisagé en premier lieu.

3° Si $F' > F$ ($\epsilon < 0$) le mouvement apparent est en sens inverse du mouvement réel.

Ces 3 cas s'observent facilement avec le dispositif décrit plus haut. Avec ce même appareil, au lieu d'observer un disque tournant, on peut observer toutes les particularités de vibrations d'une corde tendue, d'un vibreur de nature quelconque d'une colonne liquide vibrante (colonne de Savart) — il

5° OBSERVATIONS GÉNÉRALES.

REMARQUES.

Remarquons — en passant — que les phénomènes stroboscopiques s'observent souvent d'une façon toute fortuite.

Dans une salle éclairée par une lampe branchée sur le secteur alternatif, déplacez rapidement un archet de violon ou tout objet brillant comme la tresse de crins, vous stroboscopez ce mouvement oscillatoire. Dans cette même salle

une voiture avançant dans le sens contraire à celui que vous indique la rotation des roues?

II. LES APPLICATIONS EN T.S.F.

Les applications de la stroboscopie sont surtout d'ordre industriel. On a réalisé des appareils où la source lumineuse est suffisamment puissante pour permettre l'examen en plein jour d'organes mobiles à mouvement alternatif ou circulaire tels que soupapes de moteur, bielles, volants, engrenages, courroies de transmission, etc... Les applications chez l'amateur sont plus restreintes.

1° LE REDRESSEUR A LAME VIBRANTE

Signalons-en une intéressante cependant : l'examen du fonctionnement du vibreur d'un redresseur de courant.

On ne peut pas modifier la fréquence F de l'oscillation de la lame vibrante, par conséquent, pour observer les diverses particularités du mouvement et explorer complètement la période, il faut pouvoir modifier F' .

On pourrait monter l'appareil à disque-écran à lentille avec source lumineuse alimentée par du courant continu. Mais dans ce cas particulier il y a quelque chose de plus simple. Il suffit de bien éclairer la lame vibrante (par la lumière solaire, par exemple) et de couper périodiquement le rayon réfléchi à l'aide d'un disque percé de 4 trous et mis en mouvement à la main. On regarde ainsi le vibreur à travers un disque tournant muni de fenêtres. Il est très commode de faire varier la vitesse de rotation et par suite d'observer le mouvement de la lame dans tous ses détails. On regardera la symétrie des elongations, le décollage des armatures de l'électro-aimant, l'établissement du contact, l'arrachement des étincelles etc... D'où un réglage rationnel pour un meilleur fonctionnement.

2° LE STROBODYNE

Une autre application — non pas tant d'un appareil stroboscopique que de la théorie du phénomène — se trouve dans un montage de poste récepteur. Il s'agit du « strobodyne ».

A) *Généralité du phénomène stroboscopique.* — Nous avons vu qu'un mouvement périodique de période T peut être stroboscopé à l'aide d'un autre mouvement périodique de période T' peu différente de T .

Chaque point du disque animé d'un mouvement circulaire uniforme et situé à la distance R du centre est déterminé par sa projection sur un axe convenable, c'est-à-dire par la quantité

$$u = R \sin \left(\frac{2\pi}{T} t + \varphi \right)$$

T étant la période.

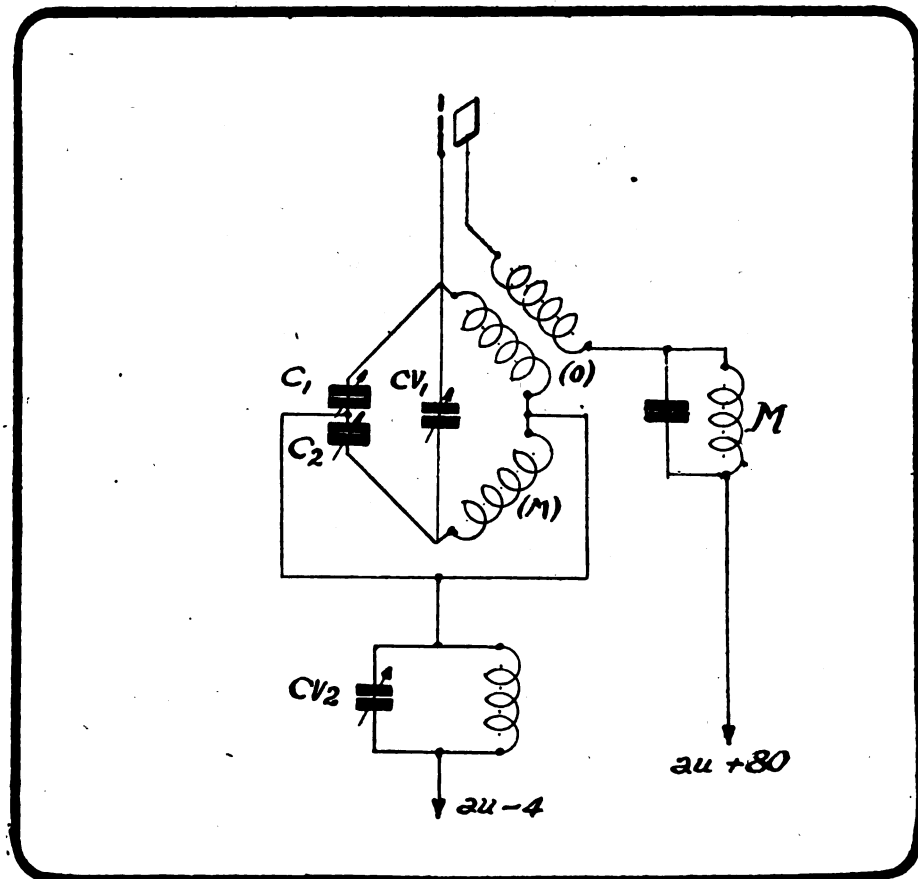


Fig. 9

est très curieux! alors lorsque $F' > F$ de voir les gouttes d'eau remonter la verticale — de diapasons. Il est possible enfin — et ceci intéresse surtout le physicien — de stroboscoper les ellipses de Lissajous obtenues en composant deux mouvements de périodes très sensiblement égales.

Au lieu d'employer le dispositif du disque-écran, on peut toujours (comme nous l'avons fait au début fig. 3) utiliser un arc alimenté par le secteur alternatif. L'inconvénient est qu'on ne dispose plus de la fréquence F' . Pour obtenir expérimentalement les 3 cas signalés plus haut, il faut alors faire varier F , ce qui, dans la pratique, se présente rarement (1).

(1) Signalons cependant la mesure du « glissement des moteurs asynchrones. On cale la disque à secteurs en bout d'arbre et on l'éclaire par un arc alternatif. On connaît F' . On mesure avec un chronomètre t . On en déduit F .

faites tourner un ventilateur à 4 pales et placez-vous de façon qu'elles réfléchissent sur vous la lumière. Pendant que vous les observez, un aide actionne le rhéostat placé dans le pied de l'appareil. Dès que la vitesse a dépassé 16 1/4 tours/seconde vous apercevez un « mouvement apparent » de plus en plus lent en sens inverse du mouvement réel, puis, une première vitesse de synchronisme étant atteinte, les pales semblent immobiles, mais pour très peu de temps, elles ne tardent pas à prendre dans le sens du mouvement réel un mouvement apparent de plus en plus rapide. Continuant à augmenter la vitesse de rotation, on observe une seconde et quelquefois une troisième vitesse de synchronisme.

Un autre exemple de phénomènes stroboscopiques qu'on peut observer occasionnellement se présente quelquefois sur l'écran du cinéma ; n'avez-vous jamais vu dans un film

Le disque-écran supprime l'onde lumineuse à la fréquence $\frac{1}{T}$ et par suite

permet de saisir $\frac{1}{T}$ fois par seconde

les valeurs instantanées de l'évolution n . D'où il résulte un mouvement apparent régi par la relation

$$u' = R \sin \left(2\pi \frac{T' - T}{TT'} t + \psi \right)$$

puisque nous avons vu que la période apparente était $\frac{TT'}{t}$.

On généralise par toute évolution harmonique. L'expression précédente peut représenter par exemple un courant sinusoïdal de valeur maximum

$$U = R \text{ et de fréquence } F = \frac{1}{T}$$

$$u = U \sin (2\pi F t + \varphi).$$

Supposons que par un procédé quelconque — qui sera le stroboscope — ou puisse saisir F' fois par seconde la valeur instantanée de la tension u (voir fig. 7).

Au temps t , elle est, par exemple U .

Au temps t_1 elle est

$$U \sin (2\pi F t_1 + \varphi)$$

$$\text{avec } t_1 = t_1 + \frac{1}{F'}$$

De même au temps t_2 ... Un volt-mètre enregistreur convenable nous tracera la courbe

$$u' = U \sin [2\pi (F - F') t + \psi]$$

On a stroboscopé le mouvement vibratoire de l'électricité oscillant à la fréquence F en obtenant un mouvement apparent à la fréquence $F' - F$ aussi petite que l'on veut.

B) Principe du strobodyne.

D'après M. L. Chrétien, c'est exactement le principe du poste à changement de fréquence, qu'il a pour cette raison dénommé « strobodyne ».

La fréquence F devient la fréquence de l'onde incidente reçue par le cadre

sur l'écoute des P.T.T., par exemple, on a

$$F = 671.000$$

La fréquence F' est produite par une lampe triode ordinaire fonctionnant en oscillatrice. Si elle oscille sur $\lambda = 300$ m. on obtient

$$F' = 1.000.000$$

Et on aurait dans cet exemple

$$F' - F = 329.000$$

C'est ce courant à fréquence résultante qu'on amplifie par des étages « moyenne fréquence » et qu'on détecte ensuite.

Mais comment peut-on stroboscooper à la fréquence F' le courant de fréquence F ? Rappelons que lorsqu'une lampe oscille, sa grille est alternativement positive et négative (le potentiel zéro est celui du filament).

Lorsqu'elle est positive, il existe un courant filament-grille, un circuit intercalé entre ces deux électrodes est parcouru par un courant et pratiquement la résistance est faible.

Lorsqu'elle est négative, il n'existe plus aucun courant dans le circuit envisagé: la résistance est infinie. Cela a lieu F' fois par seconde. Ainsi si dans un circuit j'intercale l'espace filament-grille d'une lampe oscillant à la fréquence F' tout se passe comme si je coupais et je rétablissais le courant F' fois par seconde. Nous avons là le stroboscope envisagé plus haut.

On monte sur la lampe un circuit oscillant (circuit O) qui entretient la fréquence F' . Dans le circuit-grille filament on monte le circuit oscillant récepteur R parcouru par un courant à fréquence F qui va ainsi être coupé F' fois par seconde. On y couple électromagnétiquement ou électrostatiquement un circuit oscillant accordé sur la fréquence $F' - F$. Ceci conduit donc au schéma de montage de la figure 8. On y voit immédiatement qu'il existe dans le circuit grille deux circuits oscillants R et O accordés sur des fréquences voisines F et F' . Toutes modifications de l'un entraînent une modification de l'autre. Il faut donc trouver un système équilibreur.

M. L. Chrétien a été ainsi conduit au montage de la fig. 9. On y voit que les circuits R et M sont couplés statiquement (et non pas par induction comme dans le montage fig. 8). Le milieu de la bobine (O) + (M) se trouve réunir au milieu du condensateur d'accord commun. On crée ce « milieu » à l'aide de deux petits condensateurs variables C_1 et C_2 . Comme ils ont une armature commune, on les remplace dans le montage pratique par un compensateur. On s'arrange aussi pour que le circuit R ne soit pas en entier (prise ajustable) dans le circuit-grille afin d'augmenter la sélectivité.

Le montage strobodyne complet comprend une lampe « haute fréquence » (facultative), la lampe oscillatrice spéciale qui comprend l'accord de CV_1 et de CV_2 avec l'ajustage du compensateur, une, deux ou trois lampes « moyenne fréquence » une détectrice et une lampe « basse fréquence » (facultative). On voit donc qu'il se monte entièrement avec les lampes triodes ordinaires et c'est à juste titre que M. Paul Berché a pu dire que le strobodyne est au radio-modulateur bigrille, ce que le tropadyne est au superhétérodyne classique à hétérodyne séparée (1).

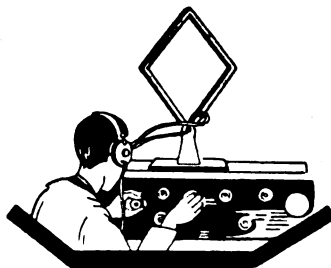
III. CONCLUSION

On voit ainsi toute la généralité du phénomène stroboscopique.

Il jouit, avec tous les phénomènes vibratoires, de l'indéniable avantage de s'appliquer aussi bien au domaine de l'acoustique qu'à celui de l'optique ou celui de l'électricité. Ceci permet des réalisations mécaniques qui aident puissamment à l'intelligence de la chose et qui permettent de passer facilement, sans théorie abstraite, à la compréhension de phénomènes plus délicats.

C'est ainsi qu'il est intéressant de comparer la théorie de la stroboscopie d'un mouvement périodique par un autre phénomène périodique, à celle des battements résultant de deux évolutions sinusoïdales. On envisagera les différents cas $F' = F$ et $|F' - F| \neq 0$.

(1) *Pratique et Théorie de la T. S. F.*, p. 558. P. Berché.



NOS REALISATIONS

Le C-119 3A

par R. LEPESQUEUR

■ ■ ■ ■ ■

C'EST un récepteur comportant trois lampes : une H.F., une détectrice et une B.F., dont l'alimentation totale est assurée par le courant alternatif du secteur d'éclairage.

Ce montage n'est pas destiné à réaliser des prouesses de sensibilité et s'adresse de ce fait aux amateurs dont la seule ambition est de profiter des distractions que procure la T. S. F. sans en avoir les ennuis, c'est-à-dire sans être obligés de veiller que les accus soient « bien gonflés », les piles en bon état, etc.

Toutefois, avec une antenne extérieure d'une dizaine de mètres bien dégagée et une bonne terre, il est facile d'entendre les principales stations européennes de radiodiffusion telles que Langenberg, Milan, Stuttgart, etc... Naturellement il n'y a pas de quoi briser les vitres, mais nous cherchons

à entendre et non à... embêter les voisins.

Ceci posé, portons nos regards sur la figure 1 : nous y voyons le schéma complet de l'installation. D'abord le circuit d'accord Bourne, composé des selfs L_1 et L_2 , du condensateur variable CV_1 et de l'inverseur I . Cet ensemble commande la grille de la lampe H.F. dans le circuit plaque de laquelle est intercalé l'inverseur I_1 ayant à ses bornes le condensateur de résonance CV_2 et permettant de se servir des selfs L_3 ou L_4 suivant que l'on reçoit sur petites ou grandes ondes. La liaison entre la H.F. et la détectrice se fait à l'aide du condensateur C , la grille de cette lampe étant portée au potentiel convenable par la résistance R et la pile P . Vient ensuite le transformateur B.F. monté suivant la façon classique. Le condensateur fixe C_1 permet l'écoulement de la H.F. à la terre et procure ainsi un accrochage souple.

Enfin le jack J reçoit la fiche du haut-parleur. Les trois lampes sont spéciales et à chauffage direct sous 0,6 volt alternatif, tension fournie par l'un des secondaires du transformateur d'alimentation T_a . La prise médiane de cet enroulement est reliée d'une part au point milieu de chaque filament des lampes, d'autre part au négatif du filtre de tension plaque et à la pile de polarisation P ; enfin, le tout est réuni à la terre. L'autre secondaire de T_a donne deux fois 250 volts, le redressement du courant ainsi fourni est effectué par une valve biplaque sans filament V qui redresse les deux alternances, le courant ondulé est ensuite filtré par l'ensemble S , K et K_1 , puis est appliqué sur les plaques des lampes de réception. Pour le bon fonctionnement de la valve V , deux condensateurs fixes K_2 et K_3 shuntent les deux parties du deuxième secondaire. Pour ter-

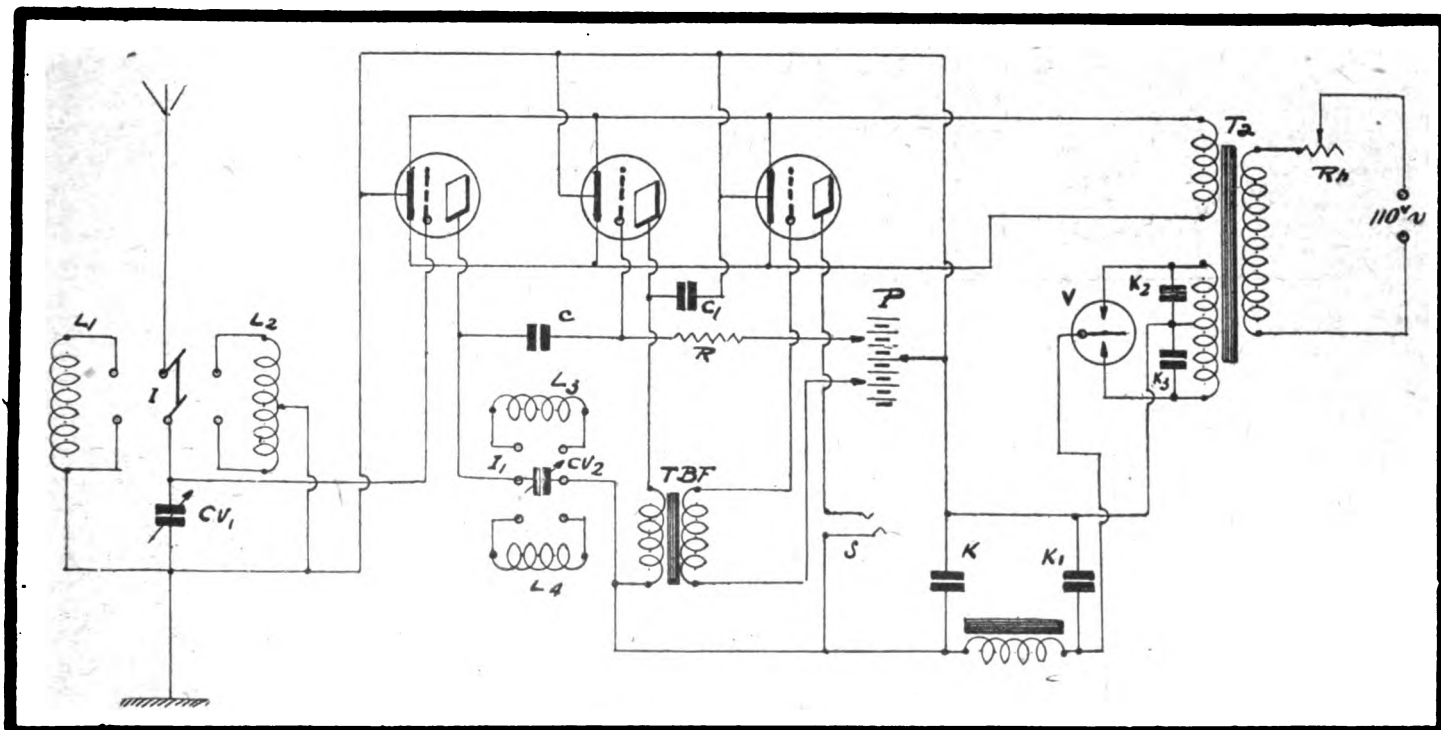
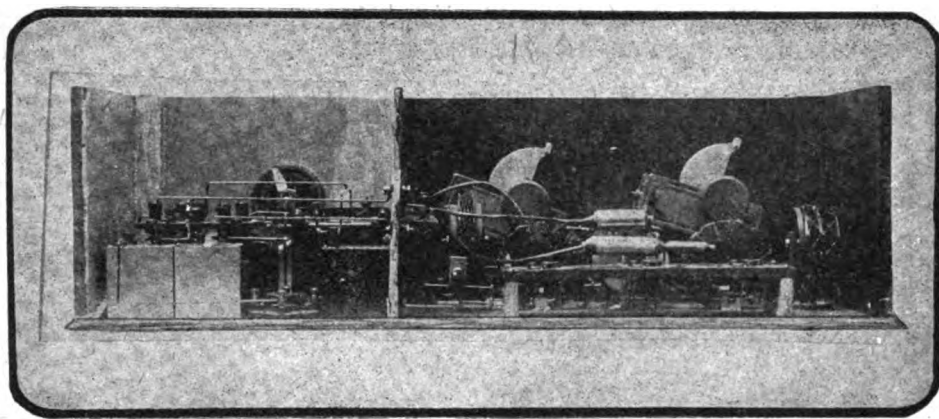


Fig. 1.



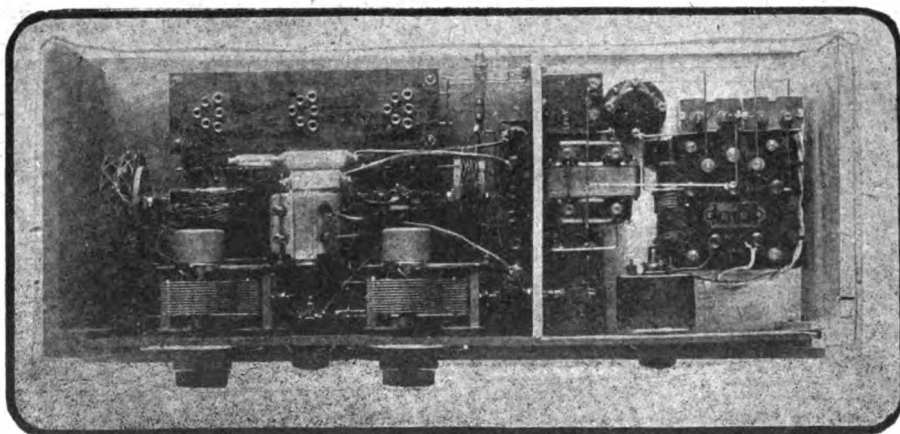
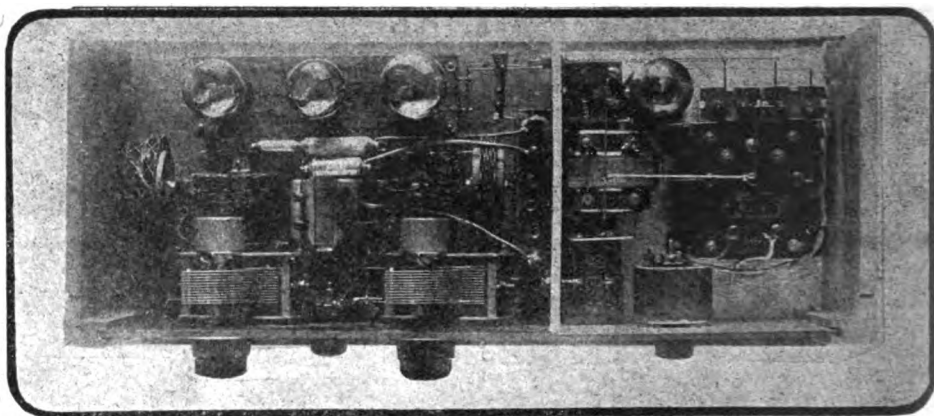
- 2 condensateurs fixes isolés à 500 v. 0,1 μ F. (K_1 et K_2).
- 1 condensateur fixe 0,15/1.000 (C).
- 1 condensateur fixe 4/1.000 (C_1).
- 1 résistance 3 mégohms (R).
- 1 jack deux lames petit modèle (J).
- 1 pile de polarisation 9 volts (P).
- 1 support de lampe normal (pour V).
- 2 bornes ou douilles pour antenne et terre.
- 1 planchette ébonite 200 $\times$ 60 $\times$ 6 (pour les lampes).
- 12 broches T 3 $\frac{1}{2}$. } supports de
- 6 broches T 4 $\frac{1}{2}$. } lampes.
- 1 lampe R 655 ou R 636.

miner la description, il nous suffit de signaler la présence du rhéostat Rh en série avec le primaire du transfo et le secteur.

Le montage est effectué dans une ébénisterie de dimensions suffisantes pour permettre l'emploi d'un panneau avant d'ébonite de 50 centimètres sur 16. La profondeur sera d'au moins 20 centimètres.

Voici le matériel nécessaire :

- 1 planche ébonite 500 $\times$ 160 $\times$ 6.
- 2 condensateurs variables 0,5/1.000 démultipliés (CV_1 et CV_2).
- 1 double fond de panier 25 spires (L_1).
- 1 double fond de panier 75 spires (L_2).



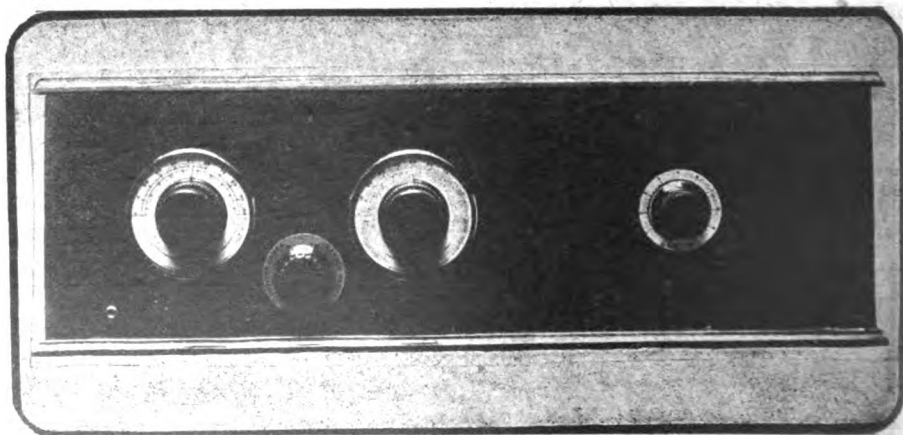
- 1 lampe R 662.
- 1 lampe R 656.
- 1 valve V 70.

Ajoutez quelques vis, deux ou trois mètres de fil souple, une dizaine de mètres de fil 15/10 et une prise de courant : c'est tout.

Les photographies qui illustrent cette description, ainsi que le schéma de montage (fig. 1), permettront à nos lecteurs de réaliser facilement ce récepteur ; il n'est cependant pas inutile de donner quelques précisions sur certains points.

Les selfs L et L_1 sont en réalité constituées chacune par deux bobines accolées l'une à l'autre, de façon que leurs

- 2 doubles fonds de panier 50 spires (L_1 et L_2).
- 2 doubles fonds de panier 200 spires (L_2 et L_3).
- 1 inverseur tétrapolaire.
- 1 transfo B.F. rapport 1/4 ou 1/5.
- 1 transfo 110 (premier sec. deux fois 0,35 volt ; deuxième sec. deux fois 250 volts).
- 1 self de filtre 50 henrys pour 25 millis (S).
- 1 rhéostat 1.000 ohms pour 100 millis (Rh).
- 1 condensateur fixe isolé à 500 volts 3 μ F. (K_1).
- 1 condensateur fixe isolé à 500 volts 6 μ F. (K).



enroulements soient dans le même sens. La plus petite sert de primaire du fourne et l'autre de secondaire; c'est cette dernière qui est accordée par CV₁. Le groupe L comprend : primaire, 25 spires; secondaire, 50; en L₁ nous avons : primaire, 75 spires; secondaire, 200.

Les deux inverseurs bipolaires I et I₁ du schéma de principe sont, dans la réalisation, réunis en un seul tétrapolaire qui simplifie la manœuvre. Il faut, lors du montage, s'arranger de façon telle que les selfs d'accord et de résonance servant ensemble fassent l'une par rapport à l'autre un angle de 90°.

La borne positive de la pile P n'est pas reliée à la terre comme normalement, mais à la résistance de détection. Le point neutre des filaments et la terre sont réunis à —1,5 volt et la sortie du secondaire du transfo B.F. à —9 volts. Nous avons ainsi une polarisation légèrement positive de la grille détectrice nécessaire à son bon fonctionnement et 7,5 volts négatifs sur la B.F., tension très suffisante pour la R 656.

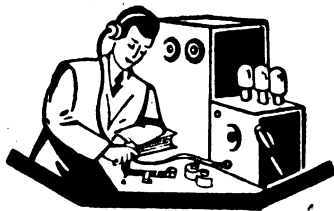
Il est utile de séparer l'alimentation du récepteur par un blindage mis à la terre, mais comme beaucoup d'amateurs ne trouvent pas un plaisir extrême

à se déguiser en chaudronnier pour construire une boîte métallique en aluminium ou en cuivre, nous avons résolu le problème de façon très simple : une cloison en bois délimite la partie réservée à l'alimentation et est traversée par les conducteurs du chauffage et de la H.T., ceux-ci isolés, bien entendu, à l'aide de soupliso ou mieux de petits tubes d'ébonite. Ensuite, *tout le coffret* ainsi constitué, y compris le fond et la partie de couvercle lui correspondant, est recouvert intérieurement d'une peinture métallique à l'aluminium, cette dernière est très conductrice et fait bien l'affaire pour notre cas ; la borne « terre » de l'appareil est placée derrière le coffret et est en contact avec la peinture.

Nous pensons que les amateurs désireux de réaliser ce montage possèdent maintenant tous les éléments nécessaires pour mener cette tâche à bonne fin, et, si aucune erreur n'en vient troubler le fonctionnement, le récepteur doit immédiatement donner de bons résultats. Il suffit de placer la fiche d'alimentation dans une prise de courant, après avoir branché antenne, terre et H.P., et d'envoyer le courant dans le primaire de Ta en plaçant Rh à la moitié de sa course pour entendre un petit ronronnement très discret,

puis de rechercher une émission rapprochée par la manœuvre simultanée de CV₁ et CV₂. Le rhéostat Rh sert à la fois à doser la puissance et à commander l'accrochage. En quelques instants l'on est familiarisé avec le réglage et l'on peut alors rechercher des stations plus lointaines. Avant de terminer, nous insistons encore sur un point : il faut une bonne terre, faute de quoi des ronflements très désagréables accompagnent l'audition dès que l'on « pousse » un peu. Si l'on n'est pas bien sûr de l'isolement entre les enroulements du transfo Ta, il est prudent d'intercaler un condensateur de 1 ou 2 μ F. dans la prise de terre (en pointillé sur le schéma de principe), car les lampes auraient vite fait de rendre l'âme et les selfs de se transformer en éléments chauffants, ce qui n'est pas leur rôle !

N.-B. — Les photographies agrandies illustrant cet article ont été obtenues avec un pocket Z modèle B des établissements Zion, 140 bd Richard-Lenoir, Paris XI°



DOCUMENTATION

Radio P. T. T. Nord



AU moment où l'on parle du nouveau statut de la radio-diffusion, où 16 postes seront seuls autorisés, il n'est pas inutile, je crois, de parler de la Station de Radio P. T. T. Nord qui par sa bonne gestion et ses excellents programmes a conquis depuis longtemps dans le Nord une belle place au soleil ; malheureusement ses 500 watts antenne ne lui permettent pas de rayonner comme elle le mériterait.

Radio P. T. T. Nord eut des débuts fort difficiles, ne vivant que du dévouement de son chef M. Léon Plouviet, ainsi que de ses dévoués collaborateurs ; ne possédant pas d'auditorium, ils durent courir de droite et de gauche à la recherche de bons concerts et de manifestations artistiques et, ma foi, ils y réussirent à merveille, malgré de très nombreuses difficultés.

Puis la municipalité lilloise, après autorisation du ministère des Beaux-Arts, mit à la disposition du poste le monument historique de la Porte de Paris, à la profonde stupéfaction des Lillois qui n'auraient jamais cru que ce monument était habitable. Quand l'installation fut terminée, non sans mal toutefois car le lieu était infecte, ce fut le début de la grande vogue de Radio P. T. T. Nord ; les journaux régionaux par leur publicité et leur appui, chacun organisant à ses frais un concert chaque semaine, contribuèrent pour une large part au lancement du poste, et c'est ainsi que l'on vit bientôt les marchands de T. S. F. assiégés littéralement par les futurs amateurs, au point qu'il fallut organiser un service d'ordre à leur porte. Dans les tramways, les bureaux, les ateliers ce n'était qu'un cri : « Qui n'a pas son poste à galène. » On citait à ce moment un électricien qui ne fit pas moins de 500 postes à galène pour les ouvriers

et ouvrières de son atelier, et c'est ainsi que la région lilloise compte encore à l'heure actuelle plus de 50.000 sans-filistes, la majeure partie étant devenue lampiste.

Ces quelques points d'histoire établis, revenons un peu à l'installation actuelle du poste. L'auditorium fut de nouveau transformé cet hiver, l'ancien ne donnant aucunement satisfaction pour les notes basses, et c'est M. Langeron, le nouveau préfet du Nord, qui l'inaugura en prenant en même temps contact d'une façon originale avec ses nouveaux administrés.

En montant un vieil escalier de pierres en colimaçon, on pénètre dans le bureau de la station qui sert en même temps de salle d'attente aux artistes ; dans cette grande pièce, tapissée de bleu et de gris clair, se trouve le bureau du chef de poste ainsi que le foyer du chauffage central et un diffuseur pour le contrôle des émissions et l'appel des artistes, sur la droite une grande banquette. Aux murs, les photographies du poste émetteur et les portraits des grands musiciens ainsi que celui du grand-papa Léon, très goûté des enfants le jeudi après-midi. En face, une porte donnant accès à un couloir conduisant à l'auditorium ; en cas d'audition, une lampe rouge en interdit l'entrée ; sur le côté gauche se trouve la salle d'amplification et d'annonce. Les personnes admises à visiter le studio sont saisies du luxe et du bon goût des décors. La direction intelligente et avisée de Radio P. T. T. Nord a su concilier en même temps le luxe et la sonorité. En effet, le papier peint utilisé est à gros grains et rugueux et, par ses alvéoles matelassées d'air, empêche l'extinction des ondes sonores et donne aux timbres leur plus grande vérité.

La photographie de l'auditorium

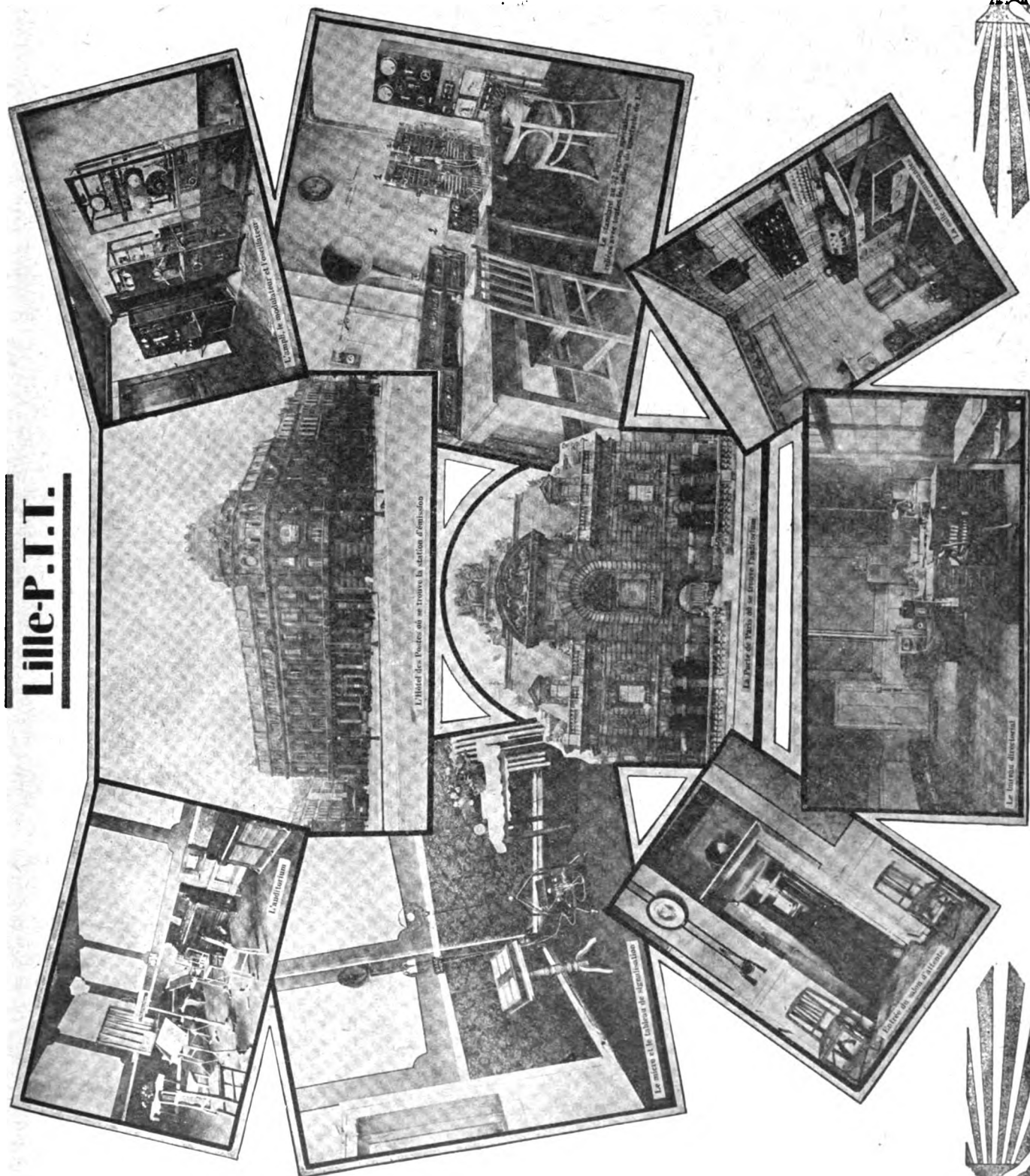
donne une idée de son aspect et de son ameublement sans qu'il soit bien utile d'insister.

Le micro est un condensateur chantant.

Et maintenant pénétrons dans la salle d'amplification. Là, c'est le fruit de dix-huit mois de travail et d'expérience ; toutes les commandes sont fixées après un tableau de commutation et le speaker, de sa place et sans bouger, commande soit son micro d'annonce, soit celui de l'orchestre, de plus il contrôle la modulation au moyen d'un diffuseur et au besoin allume dans l'auditorium un tableau de signalisation pour les artistes : « Approchez, reculez, moins fort, plus fort, etc... » Quand un artiste a terminé, il branche son micro d'annonce au diffuseur de la salle d'attente et appelle l'artiste qui doit paraître à la prochaine audition ; ce tableau fait honneur à ceux qui l'on conçu : MM. Plouviet et Diverchy.

Le poste d'émission est situé à l'hôtel des Postes, place de la République, et, c'est là le plus gros grief que l'on puisse faire à la station, une antenne d'émission en plein centre de la ville n'est pas une chose souhaitable pour les lampistes possédant un C-19 et une détectrice à réaction. La population lilloise, étant en grosse partie ouvrière, n'a pas les moyens d'avoir un poste marchant sur cadre et, lorsque le programme de Lille ne plait pas ce soir-là, il est bien difficile d'avoir autre chose que Lille en P. O. avec les postes de ce genre.

De plus, pour satisfaire les lampistes qui deviennent de plus en plus nombreux dans la région, comme je vous le disais tout à l'heure, la station, à son grand regret, ne pourra jamais augmenter sa puissance en pleine ville, aussi souhaitons tous, pour terminer, aussi bien galénistes (qui ne perdront



Lille-P.T.T.

rien, bien au contraire) que lampistes, de voir la station s'éloigner de 10 à 15 kilomètres de Lille.

L'administration des P. T. T. devra

faire un effort en ce genre le plus rapidement possible afin de voir Radio P. T. T. Nord avec un minimum de 3 kilowatts antenne porter en France

et à l'étranger le bon renom de ses programmes. A ce moment Lille serait à même de concourir pour le titre du meilleur poste français

Le circuit émetteur de EAJ-1

par André PLANÈS-PY, F8E1

■ ■ ■ ■ ■

LES oscillations sont engendrées par une lampe de très faible puissance, puis amplifiées par plusieurs étages. Pour éviter la légère instabilité de l'onde lorsque la modulation a lieu sur l'oscillateur principal, les courants de basse fréquence attaquent l'émetteur sur le deuxième étage amplificateur. L'oscillation étant ainsi protégée entièrement contre tout retour de B. F., la stabilité est absolue et atteint celle d'un circuit commandé par quartz.

Le dispositif de modulation est un Heising dit « à courant constant ».

Deux étages filtres F_1 et F_2 (fig. 1) et le circuit d'antenne suppriment les harmoniques de l'onde fondamentale qui nécessairement prennent naissance à chaque étage amplificateur. Dans le circuit fermé L C, circule un courant de H. F. qui, traversant C_1 (fig. 2), produit entre ses armatures une chute de tension inversement proportionnelle à la fréquence d'oscillation : la fréquence fondamentale est dérivée vers l'antenne et C_1 n'est traversé que par les harmoniques de λ plus faible qui sont alors éliminés.

Trois kénotrons et onze lampes sont employés à EAJ 1. Les deux derniers tubes, capables de dissiper 15 kw. chacun, sont refroidis par une circulation d'eau (23 litres à la minute) assurée par une pompe centrifuge accouplée à un moteur de 2 HP.

Le chauffage des filaments est effectué de deux façons différentes suivant la puissance et le rôle des lampes :

a) Un moteur triphasé 220 volts entraîne une dynamo fournissant 16 v. sous 70 ampères qui alimente, au moyen de résistances convenables, toutes les lampes, sauf les deux dernières dites « de puissance » ;

b) Un second groupe constitué par un moteur de 4 HP et une dynamo de 24 volts 95 ampères assure le chauffage des deux dernières amplificatrices.

L'oscillateur principal (« master »), la lampe de liaison et la prémodulatrice travaillent sous 800 volts, les autres sous 1.600 volts. Ces tensions sont fournies par un groupe indépendant dont la dynamo, à deux collecteurs, donne deux fois 800 volts.

10.000 volts sont appliqués aux plaques des deux lampes de puissance, ils sont obtenus par redressement et filtrage du courant alternatif urbain élevé par un transformateur triphasé à primaire 220 volts (en triangle) et à secondaire de 3×10.000 volts. Trois kénotrons à refroidissement par circulation d'eau sont nécessaires.

Une dernière dynamo donnant 300 volts fournit, au moyen de potentiomètres convenables, les différentes tensions de polarisation.

L'énergie absorbée par les différents groupes atteint 32 kilowatts et un puissant ventilateur extérieur assure

le refroidissement de l'eau traversant un radiateur à grande surface.

Le personnel de la station — très réduit du reste — est absolument protégé contre tous dangers d'électrocution ou de brûlures par la haute fréquence ; lorsque le poste est en fonctionnement, l'ouverture de l'une des portes donnant accès à l'émetteur provoque instantanément la coupure du circuit d'alimentation. Si la circulation de l'eau assurant la réfrigération des lampes et kénotrons est défectueuse ou atteint une valeur trop élevée, les différentes lignes sont interrompues automatiquement.

Cette station, construite par la Standart Electric, peut être considérée comme le type le plus moderne réalisé jusqu'à ce jour.

N.-B. — Voir les photographies ci-après.

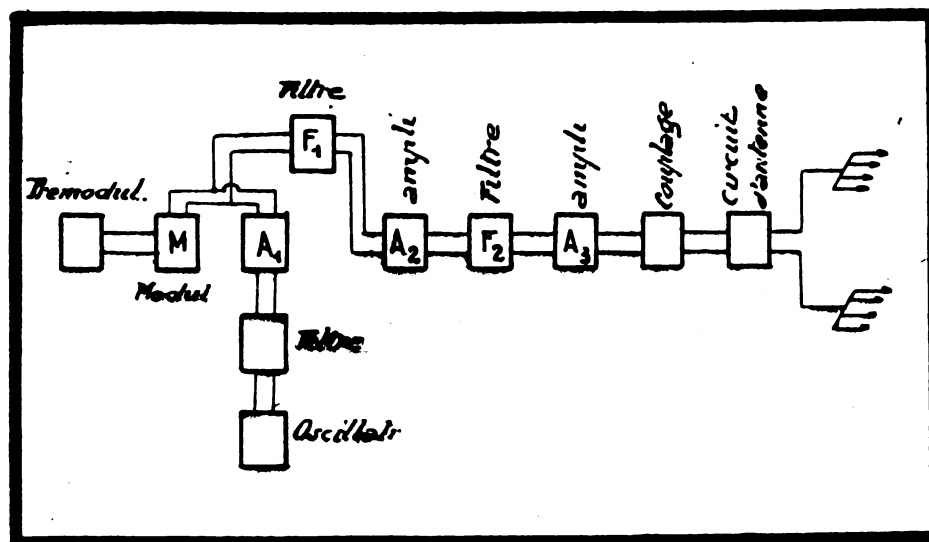


Fig. 1.

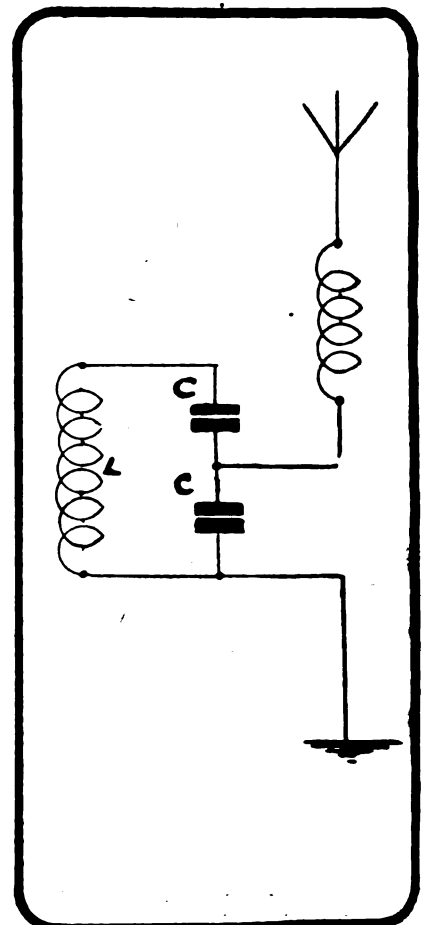
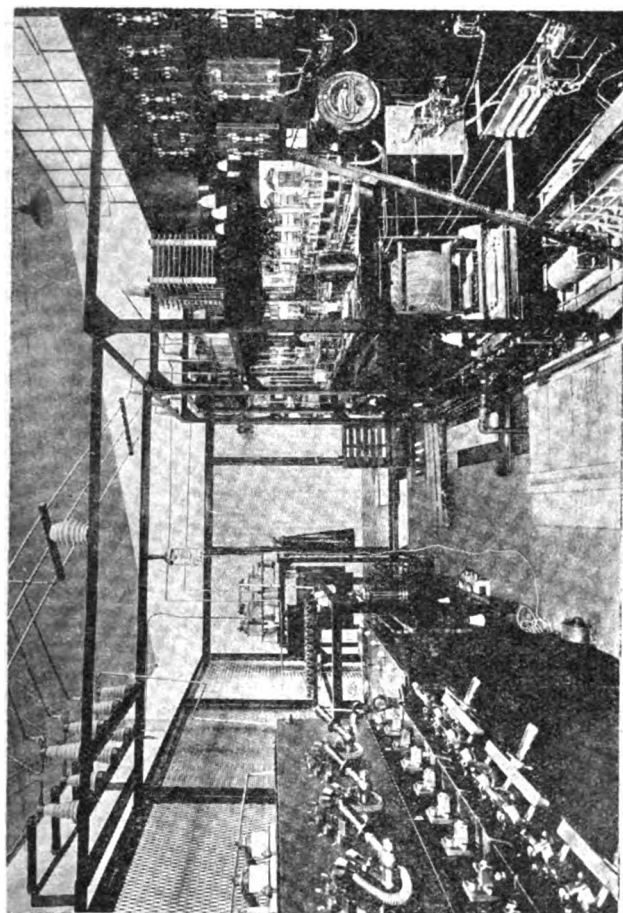
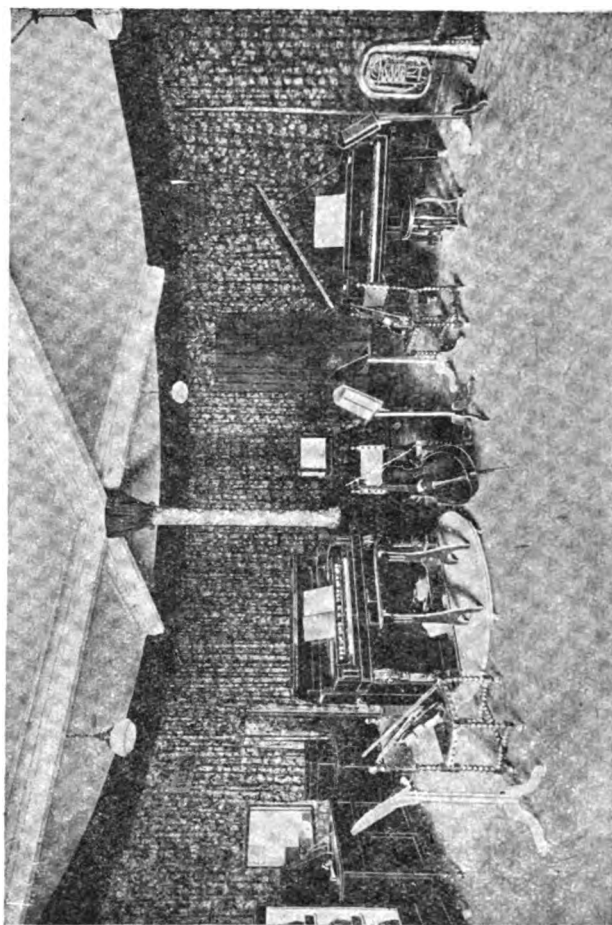


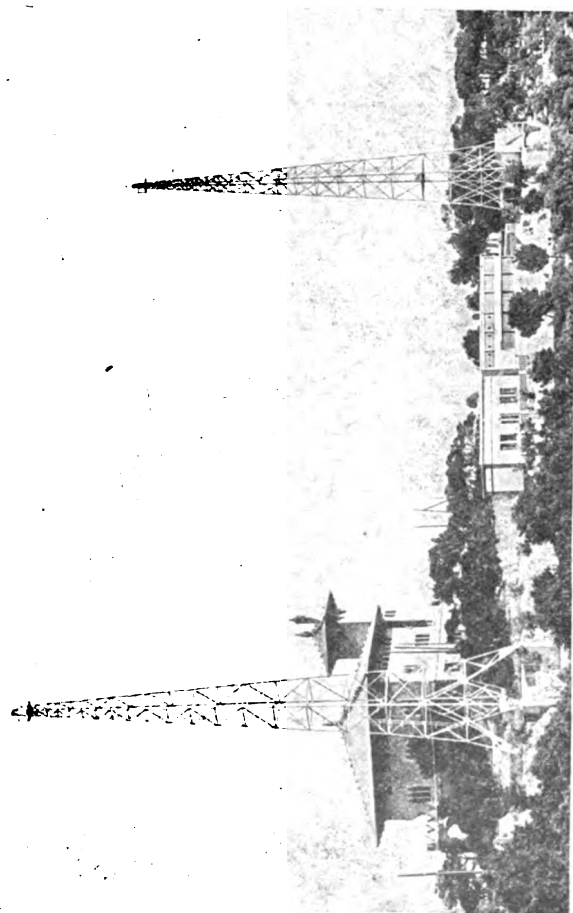
Fig. 2.



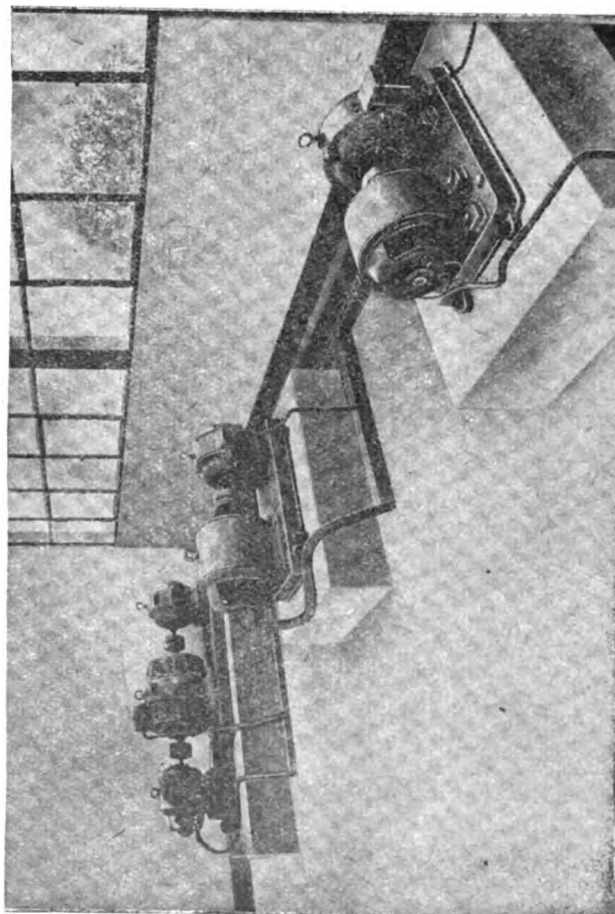
Vue des circuits d'émission et de redressement.



Photographies A. Ferrán - Barcelone.
L'auditorium.



Vue générale de la station et de l'antenne sur le Mont Tibidabo.



Salle des machines.

En 1935...

par DE KORSOUN

■ ■ ■ ■ ■

« **M** ADEMOISELLE Varin ? Branchez le poste sur M. Nicolaïev ».

Monsieur Brenier, le puissant homme d'affaires qui venait de donner cet ordre à sa secrétaire, se leva. Il fit quelques pas de long en large, soucieux. Nicolaïev était le directeur de son bureau de Moscou. Il ne pouvait s'expliquer comment à diverses reprises, lui ayant donné des ordres d'achat et de vente de céréales, ces ordres n'avaient pas été mis en exécution. Quelqu'un avait fait les opérations avant lui et les prix atteints étaient devenus impraticables. Il écarta immédiatement tout soupçon de son directeur, homme intègre, d'une honnêteté remarquable, et que sa parfaite connaissance du marché russe avait élevé à cette position importante. La veille, réfléchissant à ce mystère qui lui occasionnait de grandes pertes et que tout autre n'aurait pu supporter impunément, une idée lui était venue.

Mlle Varin, assise devant le poste de T. S. F., réglait la longueur d'onde de l'émission. C'était un petit appareil à lampes d'un maniement très simple et sans danger. Il était loin des modèles primitifs, encombrants, d'un réglage délicat et dangereux par suite des grandes tensions électriques nécessaires à leur fonctionnement. Près de ce poste d'émission était le poste de réception que surmontait un haut-parleur.

Mlle Varin se leva : « le réglage est prêt, M. le Directeur. »

M. Brenier mit en marche le dispositif de télévision et s'approcha du microphone. L'image de Nicolaïev apparut sur l'écran : « Bonjour, Nicolaïev, comment allez-vous ? »

La réponse sortit du haut-parleur :

— Je vous remercie, très bien, M. le Directeur.

— Bon. Venez me voir de suite. Vous prendrez l'avion de 10 heures, je vous attendrai à déjeuner.

M. Brenier arrêta le dispositif de télévision. « Vous pouvez débrancher mademoiselle. »

Lorsqu'après déjeuner, le café et les liqueurs furent servis, les deux hommes passèrent au salon.

— Mon cher Nicolaïev, je vous ai fait venir pour prendre quelques décisions d'accord avec vous. Mais d'abord avez-vous quelques renseignements complémentaires au sujet de cette affaire ?

— Oui, j'ai remarqué quelque chose d'assez curieux et qui pourrait nous mettre sur la trace de l'intrigue. Comme, je quittais, il y a quelques jours, mon bureau vers midi et demi, j'ai vu sortir, de l'immeuble voisin, Heinrich, un employé de Schmidt, notre grand concurrent ! Son premier mouvement, lorsqu'il m'aperçut, fut un geste de recul. Étonné de cette attitude, je n'en laissai néanmoins rien paraître et continuai mon chemin tranquillement. Le lendemain, je demandai au concierge de l'immeuble, de l'air le plus naturel du monde, si M. Schmidt n'avait pas là un bureau ; il me répondit affirmativement, en ajoutant avec naïveté que c'était un bureau tout à fait officieux.

— C'est bien ce que je pensais, dit M. Brenier, nous devons être espionnés.

Il réfléchit quelque temps : « Écoutez, nous allons tenter une expérience. Vous repartirez à Moscou cet après-midi par l'avion de 16 heures et demain matin je vous passerai un ordre d'achat de seigle formidable qu'il ne faudra pas exécuter. D'après des renseignements confidentiels il y aura une baisse très importante provenant de récoltes que l'on assure devoir être inespérées en Argentine. Il faut donc attendre encore. Si Schmidt achète, il est perdu. Nous verrons alors ce qui va se passer. »

Les deux hommes se séparèrent.

Nicolaïev survolait déjà l'Europe Centrale dans l'avion qui faisait le service régulier Paris-Moscou et retour. De son fauteuil, il regardait les collines, les bois, les plaines défiler à une allure vertigineuse ; il y avait une heure qu'il était parti et il n'avait plus que deux heures de voyage. Le ronronnement régulier des moteurs rendait l'ambiance

monotone, endormante et lourde. Il n'avait plus rien à lire. Ses yeux se portèrent sur le poste de bord de T.S.F. L'opérateur, dans sa cabine, mettait sous tension les plaques des lampes d'émission. Là où, il y avait cinq ans, 2.000 volts étaient nécessaires, un accumulateur de 100 v. suffisait. Les immenses progrès réalisés ces dernières années dans cette branche de l'activité humaine étaient dus à la découverte par Mary, le savant bien connu, d'un composé métallique spécial qu'il appelle le « Maryum ».

L'opérateur parla dans le microphone pour annoncer son arrivée à l'aérodrome de Moscou. Nicolaïev pensa que plusieurs postes pourraient prendre cette communication. A cette idée, il pâlit brusquement... Il tenait la raison de l'interception des ordres de Brenier !

Quelques minutes plus tard, l'avion atterrissait doucement :

Le lendemain, à l'heure habituelle, Nicolaïev reçut l'ordre suivant : « Prière d'acheter d'urgence et à tout prix la récolte totale de seigle. Credit alloué 10 millions de dollars. »

Heinrich, l'employé de Schmidt, de son bureau, écoutait la conversation et notait soigneusement. Depuis six mois que Schmidt avait eu l'idée d'espionner les opérations de Brenier pour bénéficier d'une expérience qui lui faisait défaut, il ne se passait pas de jour qu'il n'ait recueilli un renseignement précieux. Il lui suffisait de régler son poste, identiquement à celui de Nicolaïev et les ondes mystérieuses de la téléphonie sans fil livraient leur secret au poste voisin. Brenier avait admis naturellement un langage spécial et convenu. Telle phrase, sous des apparences inoffensives, bouleversait à l'exécution le marché de la Bourse du Commerce ; mais rapidement les conventions de langage avaient été découvertes et Schmidt en profitait...

Drôle d'homme que ce Schmidt : sans finesse d'esprit, d'un orgueil démesuré, d'un type assez courant d'ailleurs dans la race germanique, s'introduisant sur les marchés de façon

plus ou moins avouable et par des manœuvres obscures et déloyales tenait tête à des hommes considérables comme Brenier.

Au physique, de carrure large, le crâne tout rasé, et portant des lunettes.

« Prière d'acheter d'urgence et à tout prix la récolte totale de seigle. Crédit alloué 10 millions de dollars ». Heinrich sursauta. Ce devait être une erreur. Avait-il bien entendu ? Mais oui, le haut-parleur répétait.

Et ces mots dansaient dans son esprit une sarabande effrénée ; la tête lui tournait. Était-ce possible !

Il sortit en coup de vent pour prévenir Schmidt, son patron. « Ah ! 10 millions de dollars ! le seigle lui passera sous le nez à ce terrible français. » Schmidt gagnera beaucoup d'argent et lui, Heinrich, grâce à qui cette opération aura pu se faire, aurait un prestige nouveau.

Schmidt était dans son bureau quand Heinrich lui apporta tout essouffé cette nouvelle. Un style lourd, des meubles larges et trapus, des classeurs énormes, des fiches par milliers, des tapis épais calfeutrant la pièce.

« Ah ! qu'y a-t-il Heinrich, vous avez l'air tout bouleversé !

Heinrich lui raconta ce qu'il avait entendu, dans un flot de paroles guttuelles.

Schmidt resta soucieux. 10 millions de dollars, c'était une somme ! Bah ! il fallait à tout prix que Brenier fût réduit à néant. Il tenait le marché russe depuis trop longtemps et ce serait un privilège de lui, Schmidt, une victoire du commerce allemand sur le commerce français que de supplanter son concurrent. L'argent ? Il le trouverait coûte que coûte. La banque de Moscou, où il ne comptait que des amis, le lui fournirait !

Le soir même, l'ordre était lancé à tous ses agents. Brenier en fut avisé par Nicolaïev. Il se frotta les mains. Il n'y avait plus qu'à attendre les événements.

Ceux-ci ne tardèrent pas à se produire.

Quelques jours plus tard, en effet, le monde entier apprit qu'une baisse importante avait lieu sur le seigle en raison des récoltes particulièrement bonnes cette année-là aux États-Unis et en Argentine où des champs immen-

ses avaient été cultivés. Affolé, Schmidt chercha à vendre aussitôt mais ne trouva pas acquéreur, si ce n'est d'une quantité infime.

Pour compenser sa perte, il aurait voulu comprendre à nouveau, mais son gros découvert inquiéta ses banquiers qui hésitèrent. La Banque de Moscou lui radiophona un matin qu'elle consentait une nouvelle avance à condition de recevoir 60 % des bénéfices. Il accepta, décidé à tout, pour se tirer de ce mauvais pas et poussa un soupir de soulagement : « Sauvé, dit-il ». Il ne dormait plus depuis quinze jours et maigrissait à vue d'œil. Il courut donner lui-même ses ordres d'achat.

Le lendemain, une voix lointaine venant de son haut-parleur le réclama. On aurait dit le râle essouffé d'un homme qu'on étrangle. C'était son agent de Buenos-Ayres.

— « Herr Schmidt, la récolte a été achetée par M. Brenier. Il n'y a plus rien à faire... »

Et la voix s'éteignit, avec des crachotements de tuberculeux, provenant des mauvaises conditions atmosphériques.

MACHINES ÉLECTRIQUES SPÉCIALES

Michel BONNIER

19, chemin Saint-Gilbert, LYON (VII^e arr^e)
Téléphone : Vaudrey 24-09

Construction sur commande de machines
POUR TOUTES LES APPLICATIONS DE L'ÉLECTRICITÉ
Génératrices - Moteurs - Alternateurs

Transformateurs et Convertisseurs rotatifs

Puissance de 0,01 à 100 kw.

NOS SPÉCIALITÉS :

MACHINES POUR T. S. F.

Alternateurs à FRÉQUENCE MUSICALE - GÉNÉRATRICES A COURANT CONTINU JUSQU'À 10.000 VOLTS - Génératrices à double circuit magnétique (haute et basse tensions indépendamment réglables) - Groupes convertisseurs horizontaux et verticaux - Transformateurs statiques fixes et réglables.

MACHINES POUR LABORATOIRES ET APPLICATIONS INDUSTRIELLES OU MÉDICALES
GROUPES CONVERTISSEURS UNIVERSELS POUR PLATE-FORME D'ESSAIS ET POUR ÉTALONNAGE DE COMPTEURS — DÉCALEURS DE PHASES — DYNAMOS-FREINS — ALTERNATEURS ET COMMUTATRICES HORIZONTAUX ET VERTICAUX — MOTEURS SYNCHRONES — MOTEURS DE TRACTION - MOTEURS A VITESSE LENTE ET A TRÈS GRANDE VITESSE — RÉGULATEUR D'INDUCTION GÉNÉRATRICE A GRANDE INTENSITÉ POUR ÉLECTROLYSE ET ÉLECTROMÉTALLURGIE.

Toutes nos machines étant exécutées sur commande sont de construction très soignée, de grande puissance spécifique et fournissent les plus hauts rendements



109, rue du Quatre-Août
LYON-VILLEURBANNE (Rhône)

FILS - CÂBLES
CORDONS POUR T. S. F.

LA TECHNIQUE RADIOELECTRIQUE

Le dernier étage d'amplification

(Suite)

par P. OLINET

■ ■ ■ ■ ■

APRÈS avoir, dans le précédent article, exposé la constitution du dernier étage d'amplification en vue de l'alimentation d'un haut-parleur et pour obtenir le maximum de puissance, j'ai commencé à envisager la question relative à la haute fréquence; on peut la poser comme suit : ayant un oscillateur donnant une puissance tout à fait réduite (donc facilement modulable et contrôlable quant à la constance), comment faut-il agencer le circuit de plaque du dernier étage d'amplification pour rayonner l'énergie maximale ?

Auparavant, je voudrais répondre en deux mots à une lettre reçue il y a peu de jours. On me pose la question du poste-pilote sous la forme suivante : y a-t-il vraiment avantage à employer un tel dispositif. Et ceci à la suite d'un raisonnement qui semble impeccable et que voici :

Le but à atteindre, à l'émission, est de rayonner une certaine quantité d'énergie, aussi grande que possible, dans l'espace environnant; plus particulièrement en téléphonie, il semble que le problème est peut-être plus facile à résoudre en amplifiant convenablement les oscillations acoustiques et en modulant directement la haute fréquence (ce qu'on pourrait appeler le système à basse fréquence) qu'en modulant une faible puissance et en amplifiant les oscillations modulées.

Ceci paraît simple et, chacun connaissant la facilité d'amplification des fréquences acoustiques par rapport à celles hertziennes, il semble donc que la logique est respectée. Certainement, on ne peut trancher une telle question d'un seul coup et il y a bien des tergiversations possibles.

Trois considérations me poussent pourtant à maintenir mon point de vue; le voici :

D'une part, le contrôle des oscillations par cristal de quartz est, comme je l'ai déjà fait ressortir, beaucoup plus facile à puissance réduite;

D'autre part, et ceci me paraît de plus en plus important, la pureté de

l'émission, la suppression des harmoniques sont beaucoup mieux réalisées dans le second système; l'encombrement actuel et futur de l'éther me paraît tout à fait justifier cette opinion.

Enfin, comme je l'ai déjà dit dans la première partie de cet article, la modulation est plus facile à faible puissance avec une amplification à haute fréquence que la solution inverse.

D'un point de vue beaucoup plus général, le système apparaît comme plus aisé à manier. Il me semble important d'admettre qu'un poste émetteur ne peut plus être apte exclusivement à la radiophonie, à la télégraphie, etc. Il est absolument indispensable que l'on puisse passer très rapidement d'un système d'émission à un autre. Or, il en est ainsi beaucoup plus avec un poste-pilote.

Enfin, l'interposition d'un étage d'amplification entre l'aérien et l'oscillateur (ou d'un ensemble amplificateur) supprime la réaction du premier sur le second, même dans le cas d'un couplage en Tesla; en effet, les modifications géométriques de l'aérien agissent sur la fréquence des oscillations entretenues. La constance de l'émission est donc augmentée.

On pourrait, d'ailleurs, trouver un certain nombre d'autres arguments en faveur de cette manière de faire; par exemple, les réglages sont faits, si on emploie dans la suite des systèmes de liaison aperiodiques, sur une faible puissance; l'isolement est beaucoup plus aisé à réaliser.

La lampe oscillatrice est très souvent placée dans des conditions telles que, si un décrochage survient, sa vie peut être mise en danger; or, d'une part, il vaut mieux que cela arrive à une lampe de faible puissance (tant au point de vue du prix que pour la facilité de remplacement); d'autre part, les lampes de faible puissance sont plus résistantes que les autres.

J'ai eu l'occasion d'employer le système du poste-pilote dans un but assez particulier, mais que je crois intéressant à signaler. Ayant besoin d'une puissance très variable suivant les

heures de la journée pour assurer une liaison donnée, j'avais, tout d'abord, sur un oscillateur assez puissant, pensé à diminuer les tensions d'alimentation. Je suis vite arrivé à la conclusion qu'il était, à partir d'une certaine limite, extrêmement difficile d'obtenir des oscillations. Au contraire, le réglage de la puissance transmise à l'antenne est extrêmement facile à obtenir.

Enfin, comme nous le verrons plus loin, les systèmes de liaison conservent absolument toute leur efficacité quand ils servent à relier des tubes ayant des caractéristiques analogues à un système rayonnant.

Voici donc la réponse à ceux que préoccupait cette question; évidemment, on peut arriver au résultat sans pilote, mais la complexité est certainement plus grande. Du point de vue de l'amateur, on est beaucoup plus facilement maître de la puissance à employer dans ce cas, et ceci me paraît un facteur à retenir.

Je rappelle que j'ai en vue les montages de la figure 1; dans le premier A, le circuit d'antenne L R C est simplement mis aux bornes d'un enroulement L intercalé dans le circuit de la plaque; dans le second cas B, on réalise un couplage en Tesla entre deux enroulements L, et L₂. Nous verrons plus loin les avantages de chaque système.

QUELQUES MOTS RÉTROSPECTIFS

J'ai commencé d'étudier cette question dans une première partie (Q. S. T. n° 66); je voudrais, en quelques lignes, rappeler ce que j'ai déjà énoncé.

Mon but est d'envisager la liaison d'un étage amplificateur à un système d'utilisation de l'énergie à haute fréquence; ultérieurement, j'étudierai le problème de la liaison intermédiaire. Je ne ferai aucune hypothèse sur la forme de la tension d'excitation; il me sera indispensable d'aborder ceci au sujet d'une autre question.

La question est la suivante : étant donnée une lampe de constantes k et :

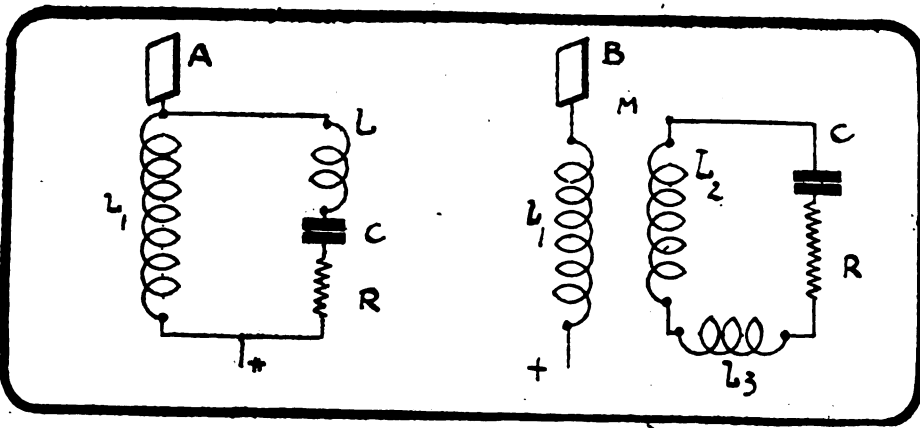


Fig. 1.

dans les conditions de fonctionnement envisagées, quel est le résultat obtenu dans le circuit de plaque si on applique une tension sur la grille ?

J'ai fait remarquer que l'étude du fonctionnement était considérablement facilitée dans le cas où on pouvait considérer que le point représentatif ne se promenait que sur une caractéristique statique ; ceci n'a lieu que dans le cas où la tension de grille est petite ou si le réseau de caractéristiques est très serré, ce qui correspond à un coefficient d'amplification élevé.

Ce cas étant tout à fait exceptionnel, je le laisserai de côté pour m'attaquer au problème complet ; c'est ce que nous allons continuer aujourd'hui.

Les données du problème sont les suivantes (bien entendu, ces réflexions ont pour but d'établir une méthode pratique de détermination des éléments) :

a) Il faut donc partir d'une base ; c'est le réseau des caractéristiques statiques qui nous la fournira ; on peut, par une construction simple, conclure de la forme de la tension de grille celle du courant de plaque. J'aurai, un jour, l'occasion de revenir sur la question des harmoniques qui est très intéressante.

b) Les données relatives à l'alimentation.

Tension continue de grille u_0

Tension continue de plaque v_0

c) L'amplitude a de la tension d'excitation appliquée sur la grille ;

d) Les éléments constitutifs du circuit d'utilisation.

J'emploierai à nouveau les notations suivantes :

Tension continue d'alimentation de plaque v_0 .

Valeur instantanée de la tension de plaque v .

Amplitude maxima de la composante alternative v_1 .

On a évidemment, en supposant que la composante alternative soit sinusoïdale (comme elle est toujours pulsée, on peut admettre ceci) :

$$v = v_0 - v_1 \sin \omega t$$

On se donne alors une valeur de v_1 (puisque cette grandeur est fonction de l'intensité du courant de plaque i

de la composition de ce circuit). On calcule ensuite l'intensité instantanée du courant de plaque ; on obtient ainsi une valeur de la résistance apparente définie par

$$R_1 = \frac{V}{I}$$

V étant l'amplitude de la tension de plaque et I l'intensité du courant de plaque.

Si R_1 est différent de la valeur calculée en partant des éléments du circuit de plaque, on recommence en modifiant la valeur initiale de v_1 , jusqu'à ce que l'accord soit satisfaisant.

Dans la première partie de cet article, au sujet de la composante alternative du courant de plaque, il faut lire

$$I = \frac{2}{T} \int_0^T i \sin \omega t$$

Une objection saute aux yeux. J'ai supposé, comme point de départ, que la composante alternative du potentiel d'anode était sinusoïdale ; on admettra que ceci est d'autant plus exact que l'amortissement du circuit est plus petit ; mais, d'autre part, la question étant complexe et importante, même dans l'étude de l'amplification à haute fréquence, je la reprendrai sous peu.

Il appert donc que le calcul des résistances apparentes constitue une partie importante de la résolution du problème qui nous intéresse.

Dans les deux cas de la figure 1, on aura ainsi successivement :

A) Excitation directe :

$$R_a = \frac{L_1^2 \omega^2}{R} = \frac{L_1^2}{(L + L_1) CR}$$

B) Excitation indirecte :

$$R_a = \frac{M^2 \omega^2}{R} = \frac{M^2}{RC (L_1 + L_2)}$$

On remarquera que, dans ces expressions, les constantes LRC (premier cas) ou $L_2 RC$ (second cas) sont, par hypothèse, relatives à un aérien ; si, par des mesures convenables, surtout dans le cas des ondes moyennes, on peut avoir une idée de l'ordre de gran-

deur de L et de C , il est particulièrement difficile de connaître une valeur exacte de R . Ces considérations, relativement simples quand on excite l'antenne sur la longueur d'onde fondamentale, deviennent complexes si on travaille en désaccord ou sur harmoniques.

Par contre, il sera très facile, dans le cas B, de réaliser le couplage uniquement entre les enroulements L_1 et L_2 , puisque L_2 représente la self-induction de l'aérien.

Je n'ai pas voulu étudier le cas où l'enroulement L_1 est lui-même accordé par une capacité sur la fréquence à transmettre ; ce ne sont pas les considérations habituelles... et fausses sur l'amortissement de ce circuit oscillant qui m'ont conduit à cela ; voici la raison :

Le but à atteindre est d'obtenir la plus grande quantité d'énergie dans LRC ; or, à cette valeur correspond, comme nous le verrons, une résistance apparente optima ; celle-ci dépend de la constitution des circuits, mais on démontre qu'on peut arriver à la même énergie produite sans accorder le primaire. On gagne un réglage, on diminue les pertes dans ce circuit et, de plus, cette liaison avec circuit primaire non accordé donne une plus grande stabilité à l'amplification, en évitant les accrochages.

J'ai déjà eu l'occasion, dans une analyse rapide de la question de l'amplification, de montrer quelle était l'importance des caractéristiques dynamiques ; je laisserai donc ceci de côté, mais j'étudierai très en détails leurs propriétés.

ÉTUDE DES CARACTÉRISTIQUES DYNAMIQUES

A) Leurs propriétés

Je rappellerai seulement tout d'abord que le point de fonctionnement ne décrit pas une caractéristique statique ; ceci tient uniquement au fait qu'on intercale une impédance quelconque dans le circuit de plaque. La tension instantanée de cette électrode varie alors du fait de la chute de tension produite par le passage du courant. Le point de fonctionnement passe d'une caractéristique à l'autre et, dans le cas où le courant de plaque a une forme symétrique, décrit lui aussi une courbe symétrique fermée, dont le centre est le point de fonctionnement au repos.

La caractéristique dynamique est la courbe réelle

$$i = f(u) \quad (\text{fig. 2})$$

différentes réflexions me paraissent intéressantes dès le début avant de commencer l'examen de leurs particularités.

La forme de CD est fonction, pour une lampe donnée, sous une alimentation donnée,

a) Du potentiel origine de grille,

b) De la constitution du circuit d'utilisation.

On me permettra d'intercaler ici une remarque ; souvent, trop souvent même, un manque de précision au sujet de l'alimentation conduit à des idées complètement fausses. Un court instant de réflexion va nous permettre de remettre ceci à l'endroit.

Qui dit alimentation signifie, comme notre bon Larousse, approvisionnement renouvelé des choses nécessaires ; c'est bien ce qui a lieu pour le circuit du filament et celui de plaque puisqu'on se trouve en présence d'une dépense d'énergie. Dans le cas de la grille, hormis le cas très rare, pour ne pas dire inexistant, où celle-ci est positive, il n'y a aucun débit de la source ; il peut même y avoir charge de celle-ci. Parlons donc de polarisation de grille (polarisation dérivant ici de polarité) et d'alimentation des autres circuits.

Du point de vue de la tension continue u_0 appliquée sur la grille, on observe les faits suivants : quand u_0 est négatif — suffisamment pour que le point de fonctionnement soit aux environs du coude inférieur de la caractéristique — la partie initiale de CD est peu inclinée, les caractéristiques statiques étant très serrées. On a la courbe 1.

Au contraire, si u_0 correspond à la partie rectiligne du faisceau, le départ est beaucoup plus relevé.

Ces considérations sont intéressantes, car elles servent aussi bien à l'étude du cas qui nous intéresse présentement qu'à celui des oscillateurs à autoexcitation. Il y a avantage, quand on a souvent à résoudre des problèmes relatifs à un type de lampe, à construire un faisceau de caractéristiques statiques correspondant à différents potentiels origines u_0 courants — il est évidemment inutile de faire cette opération pour des valeurs exagérées soit d'un sens, soit de l'autre — et à différentes valeurs des circuits d'utilisation. On a ainsi une sorte d'abaque permettant la résolution rapide de tous les problèmes. D'ailleurs, l'emploi d'abaques matérialisant les fonctions a toujours permis un gain de temps important.

B) Caractéristiques et résistance apparente

Il est évident qu'on obtient, pour une même tension continue appliquée sur l'anode, une caractéristique différente suivant la valeur de la résistance apparente du circuit d'utilisation.

En effet, puisque v_0 est constant, la valeur de l'intensité dépend de R_a . On remarquera aussi qu'il existe un tracé de caractéristique correspondant à $R_a = 0$.

C'est une caractéristique statique qu'on obtient alors. Cette constatation est intéressante, car elle établit le lien entre les deux faisceaux.

De plus, la caractéristique dynamique obtenue ou relevée avec une résistance de A ohms n'est pas fonction de la nature de ce qui est introduit dans le circuit de plaque, mais simplement en quelque sorte de la valeur absolue de la résistance.

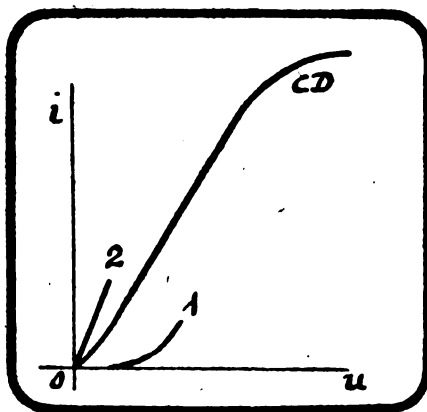


Fig. 2.

Qu'on ait un enroulement, un condensateur, un circuit oscillant ou une résistance ohmique, du moment que l'opposition au passage du courant est x ohms, la caractéristique conserve la même forme.

On remarquera pourtant que la courbe de courant varie par suite de la phase de la tension alternative.

La première question qu'on peut se poser à ce sujet est la suivante : Comment se déforme la caractéristique dynamique :

a) Pour une résistance apparente donnée R_a ;

b) en fonction de la valeur de R_a .

Quand on trace une caractéristique dynamique, l'existence d'un maximum

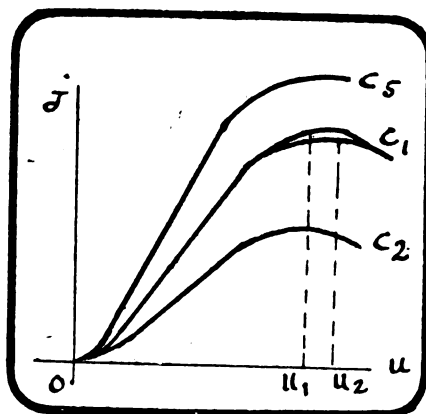


Fig. 3.

apparaît de suite ; il correspond (fig. 3) à une tension d'excitation u_1, u_2 procurant le courant maximum. Je reviens sur ceci plus loin.

Il est intéressant de se rendre compte de la raison d'être de ce maximum. Quand le point de fonctionnement atteint le coude supérieur de la caractéristique statique C_s , l'intensité du

courant de plaque se maintient, pour une augmentation de la tension d'excitation, d'abord constante, puis diminue ; ceci tient à l'accroissement du courant de grille, le filament fournissant à partir de ce moment la totalité des électrons libérés à la température de fonctionnement. Cette chute de l'intensité du courant de plaque est d'autant plus grande :

D'une part, que la tension de plaque est plus petite,

D'autre part, que u est plus grand.

Ceci est évident puisqu'on peut admettre que les électrons se partagent proportionnellement à la tension des électrodes et d'une manière inversement proportionnelle au carré des distances.

Par suite de la présence d'une impédance dans le circuit de plaque — cf. l'étude du système d'amplification à résistance et à impédance parue ici même — les oscillations de plaque et de grille sont déphasées de π . Pendant chaque période, il y a donc un instant où la tension de plaque est minima pendant que celle de grille est maxima ; il en résulte une chute de l'intensité du courant de plaque d'où un coude de la caractéristique. Plus l'écart entre ces deux tensions est grand — c'est-à-dire plus on augmente la tension d'excitation — plus la chute est accrue.

Voici l'explication de ce coude.

Pour se rendre compte de l'influence de la valeur de la résistance apparente, un très simple raisonnement suffit. Etant données les réflexions précédentes, puisque l'augmentation de R_a se traduit par une diminution de la plus petite tension instantanée appliquée sur la plaque pour une même amplitude de la tension d'excitation, la diminution du courant de plaque sera plus grande. Plus R_a est grand, plus la caractéristique est basse.

On aurait pu simplement prévoir ceci ; en effet, pour

$$R_a = 0$$

on a la caractéristique statique C_s , et pour

$$R_a = \infty$$

il n'y a plus aucun courant de plaque, quel que soit u , ce circuit étant ouvert. Toute la famille de courbes doit donc se trouver entre l'axe des u et C_s et d'autant plus près de celle-ci que R_a est plus petit.

De plus, le maximum se rapproche de 0, c'est-à-dire que la tension d'excitation procurant le maximum diminue. Le raisonnement précédent explique ceci immédiatement. La même diminution de courant, puisque la tension de plaque diminue, est produite par des tensions de grille de plus en plus faibles.

De ces quelques considérations, il y a lieu de tirer les conclusions essentielles suivantes :

Pour chaque résistance apparente R_a il existe une tension d'excitation u

donnant une intensité maxima dans le circuit de plaque.

Contrairement à une opinion qui est très généralisée et qui, en effet, peut paraître acceptable à première vue, on ne saurait donc augmenter au delà d'une certaine limite la puissance recueillie dans R_a . Il est donc inutile d'avoir une amplification préalable exagérée.

C) Puissance recueillie dans R_a Résistance optima

La puissance W dissipée dans le circuit de plaque est

$$W = R_a j^2$$

j étant l'intensité du courant de plaque. On trouve, évidemment, une valeur maxima de W pour chaque résistance apparente R_a , cette valeur correspondant à la tension maxima d'excitation.

Quand on fait varier la valeur de R_a , on constate qu'il y a une résistance pour laquelle la puissance passe par un maximum.

Tout ce que nous savons de l'amplification nous conduit à cette conclusion et nous la faisait prévoir. En effet, n'est-ce pas depuis les premiers jours que nous savons qu'il est nécessaire d'adapter le téléphone, le haut-parleur à la résistance de la lampe dans le circuit de plaque duquel on intercale cet appareil ? Peut-être, d'ailleurs, a-t-on trop souvent voulu réaliser l'opération en sens inverse, adaptant l'appareil à la lampe !

Je conclurai donc en ces quelques lignes :

1° Il existe une tension maxima d'excitation u_m .

2° La puissance alternative obtenue passe par un maximum W_m pour une certaine tension d'excitation maxima u_m .

3° La plus grande puissance que l'on puisse tirer d'un tube quelconque est déterminée.

Par la résistance apparente R_{a1} qui correspond à une puissance W_{m1} et à une tension d'excitation u_{m1} .

Tous les éléments du problème sont donc déterminés et il est facile de traiter un cas concret dans ces conditions. J'examinerai, dans un article, un tel cas après avoir dit quelques mots sur :

- La résistance apparente R_{am} donnant le maximum de puissance alternative dans le circuit d'utilisation ;
- La tension d'excitation u_m correspondant au même cas ;
- Les courants harmoniques.

Résistance apparente maxima

Soit ρ la résistance intérieure du tube dans les conditions de fonctionnement envisagées et correspondant à la partie rectiligne de la caractéristique. La résistance apparente maxima est définie par

$$R_{am} = \rho$$

Cette formule appelle quelques réflexions.

Lorsqu'on envisage le cas de l'amplification, le point de fonctionnement ne doit pas, pour des raisons de fidélité, sortir de la partie rectiligne de la caractéristique ; la valeur de ρ est alors bien définie dans toute la gamme et on peut réaliser une égalité comme celle-ci.

Dans le cas présent, au contraire, comme nous le verrons ultérieurement pour des questions de rendement, il arrive très fréquemment que le point de fonctionnement atteigne la région de saturation et le coude supérieur de la caractéristique. On m'objectera que la courbe de courant est alors profondément modifiée et que la pureté de l'émission s'en ressent beaucoup. Ceci n'est pas certain, comme le montrera le calcul de l'intensité des composantes harmoniques qui sera fait plus loin.

Il faut alors parler d'une valeur moyenne de la résistance intérieure, valeur calculée en tenant compte de la forme de la courbe de courant et de celle de tension. Ceci est assez élastique en pratique ; la valeur moyenne dépend de la tension continue de plaque et de l'intensité du courant de saturation.

Sans tenir aucun compte de la question du rendement — bien noter l'analogie entre ce qui existe ici et les machines électriques courantes — la plus grande puissance alternative que l'on puisse tirer d'un tube à vide correspond au cas où chacun des deux facteurs constitutifs de cette expression passent, eux-mêmes, par un maximum. Sans risque sérieux, la plaque ne saurait devenir négative ; par suite le maximum de la tension alternative est

$$u_1 = u_0$$

ceci correspondant à un minimum, pour la tension instantanée

$$u = 0$$

De même, fait bien connu, le point de fonctionnement au repos fixé au milieu de la région droite de la caractéristique est synonyme d'amplitude maxima du courant ; soit j_s l'intensité du courant de saturation ; on a alors

$$j = \frac{1}{2} j_s$$

La puissance maxima W est

$$W = u_0 j = \frac{1}{2} u_0 j_s$$

Accessoirement, ces conditions sont corrélatives d'un rendement de 50 %. J'ai dit que l'on a, d'autre part,

$$R_a = \frac{u_1}{j} = \frac{2u_0}{j_s} = R_{am}$$

suivant la nature du circuit embroché dans la plaque du tube à vide, on connaîtra la valeur de R_a en fonction des différents constituants ; parmi ceux-ci, il y en aura qui seront imposés (cons-

tantes de l'antenne ou du système rayonnant) et ainsi facilement tous les éléments se trouvent déterminés.

Tension de grille.

Les considérations relatives à ce facteur doivent tenir compte de deux faits :

1° D'une part, la tension de grille doit être à tout instant inférieure à celle de plaque pour les raisons qui ont déjà été indiquées plus haut.

2° D'autre part, il ne faut pas que l'amplitude maxima de la tension de grille soit exagérée (fig. 4). Comme le montre la figure 4 A, suivant l'amplitude de $u - Ou_1, Ou_2$ — le point de fonctionnement reste pendant plus ou moins longtemps dans la région de saturation où il y a un aplatissement de la courbe de courant.

Il en résulte que, suivant l'amplitude de ω , la forme de la courbe est comparable à B ou C. Il y a deux inconvénients à ce que l'aplatissement soit trop fort :

D'une part, l'amplitude du courant de fréquence fondamentale diminue quand ω augmente ;

D'autre part, le nombre des harmoniques, produit avec une intensité, augmente.

La fixation de u_m est la suite de considérations sur le rendement que nous étudierons dans la suite.

Courants harmoniques

J'ai dit qu'on obtenait, dès qu'on voulait travailler avec un rendement commercial, une courbe non symétrique, pulsée et aplatie. On sait que ceci représente une expression comportant une suite de sinus et de cosinus avec des pulsations croissantes comme la suite des nombres. Ce problème très intéressant sera repris prochainement. Son application à de nombreuses questions courantes rend très souvent service.

Plus l'aplatissement, la dissymétrie sont importants ; plus le nombre des harmoniques ayant une amplitude supérieure à une valeur donnée augmente ; inversement, plus ainsi l'amplitude de la fondamentale diminue.

Or, sauf dans des cas particuliers que je passerai sous silence, c'est celle-ci qui nous intéresse. Qu'on envisage encore de tirer parti d'un harmonique dans un oscillateur pour mettre en relief une oscillation de très courte longueur d'onde, soit ; dans l'amplification, par contre, on ne saisit pas bien l'avantage d'une telle opération. En tout cas, elle est exceptionnelle et purement spéculative.

Quelques réflexions sont intéressantes à ce sujet. On se trouve pris entre les deux possibilités suivantes :

- Avoir une oscillation pure, mais un rendement ridicule de 50 %.
- Accepter les harmoniques dans le courant produit et travailler dans de meilleures conditions.

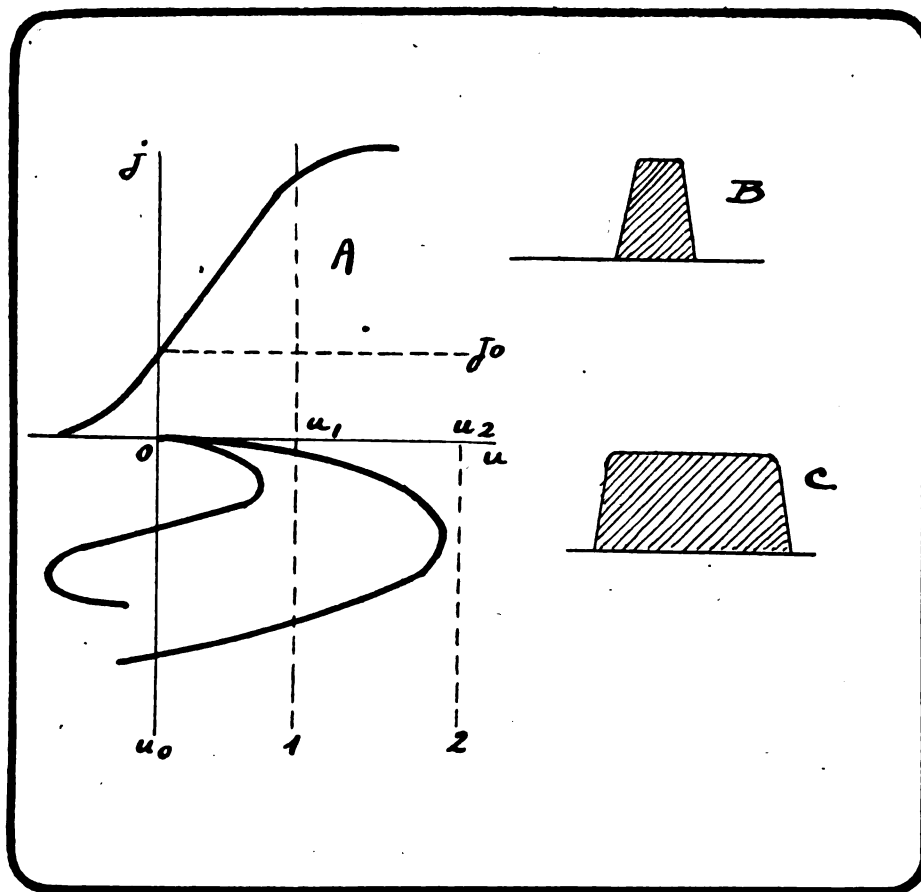


Fig. 4.

La pratique industrielle a conduit à employer les machines à une puissance très inférieure à celle qu'elles peuvent produire au maximum, ceci pour obtenir un rendement acceptable. Dans le cas présent, il entre en compte des considérations relatives à la pureté qui sont inopérantes auparavant. Peut-être importe-t-il de bien préciser ces questions.

Considérons les deux montages qui nous intéressent (fig. 1, A et B). Dans le premier cas (fig. 5), le courant de plaque se partage entre deux branches suivant la réactance de celles-ci. Considérons l'intensité du courant de fréquence correspondant à l'harmonique de rang dans chaque branche.

Pour la branche L_1 , on aura, si v_n est la différence de potentiel aux bornes

$$i_2 = \frac{v_n}{L_1 \omega n}$$

a étant la pulsation de la fréquence fondamentale.

L'impédance imaginaire Z de la branche LRC est, dans le même cas,

$$\begin{aligned} [Z] &= jL\omega n + \frac{j}{nC\omega} + R \\ &= j\left(nL\omega - \frac{1}{nC\omega}\right) + R \end{aligned}$$

en valeur réelle, il viendra donc

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(nL\omega - \frac{1}{nC\omega}\right)^2}$$

En tenant compte que, pour obtenir le maximum de courant dans la branche correspondant au système rayonnant, on l'accorde sur la fréquence fondamentale et on a donc

$$LC\omega^2 = 1$$

finalement, il vient

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\frac{n^2 - 1}{nC\omega}\right)^2}$$

expression qui se réduit à R quand

$$n = 1$$

ainsi qu'il est bien connu.

L'intensité du courant i_3 dans cette branche est donc

$$i_3 = \frac{V_n}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{n^2 - 1}{nC\omega}\right)^2}}$$

Le rapport des intensités i_2 et i_3 est donc

$$A = \frac{i_2}{i_3} = \frac{L_1 \omega n}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{n^2 - 1}{nC\omega}\right)^2}}$$

Tout d'abord, si n est très grand

$$n \gg 1$$

il vient

$$A = \frac{\sqrt{R^2 + \left(\frac{n}{C\omega}\right)^2}}{L_1 \omega n}$$

ce qui nous intéresse est uniquement le courant i_3 ; celui qui traverse L_1 est sans intérêt; évidemment c'est de l'énergie perdue, mais ceci n'a pas trait à la pureté de l'émission. Supposons que nous voulions rendre négligeable l'influence de l'harmonique 2 parce que c'est le seul pour lequel v_n ait une valeur notable. On a

$$n = 2$$

d'où

$$A = \frac{\sqrt{R^2 + \frac{q}{4C^2\omega^2}}}{2L_1 \omega}$$

Supposons que le résultat soit atteint quand on aura

$$\frac{i_2}{i_3} = 10$$

On aura alors

$$400L_1^2\omega^2 = R^2 + \frac{q}{C^2\omega^2}$$

Le problème revient à déterminer la valeur de L_1 et à se rendre compte si l'on est voisin de celle donnant la résistance apparente maxima. Inversement, d'ailleurs, on pourrait calculer A en connaissant $LRCL_1$; ces deux questions sous leur forme respective, sont aussi intéressantes.

Soit le cas concret suivant

$R = 10$ ohms.

$C = 0,05$ millième de microfarad
 $= 5 \cdot 10^{-11}$

ce qui correspond à une fréquence

$$\lambda = 300 \text{ m.}$$

$$f = 1.000.000$$

et à une pulsation

$$\omega = 2\pi f = 7.000.000 \text{ sensiblement.}$$

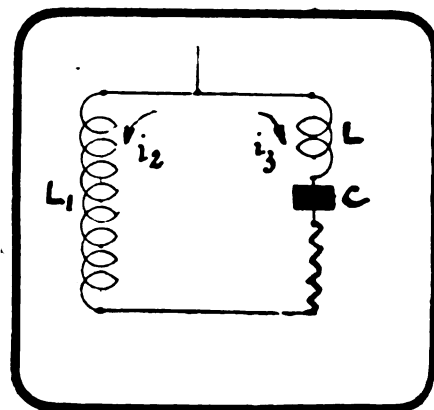


Fig. 5.

Il vient

$$L_1^2 400 \times 49 \cdot 10^{12} = L_1^2 210^{12}$$

$$= 100 + \frac{q}{4 \times 25 \times 10^{-12} \times 5 \times 10^{12}}$$

et

$$2L_1^2 \cdot 10^{12} = 100 + \frac{9 \cdot 10^7}{5} = 210^7 \text{ env.}$$

On tire alors

$$L_1^2 = 10^{-7},$$

et enfin

$$L_1 = 3,310^{-4} = 0,33 \text{ millihenry}$$

Le problème important est de se souvenir que l'intensité du courant de ce cas est sensiblement le même que si c était seul. Somme toute, on peut se garantir contre la radiation d'harmoniques.

On pourrait se demander comment se passe la propagation du courant fondamental : on a dans ce cas

$$i_2 = \frac{v_1}{R}$$

$$i_2 = \frac{v_1}{L_1 \omega}$$

il vient donc

$$B = \frac{i_2}{i_1} = \frac{R}{L_1 \omega}$$

en supposant la résistance de L_1 négligeable devant $L_1 \omega$. Ici où avec les valeurs précédentes

$$L_1 \omega = 3,3 \times 10^{-4} \times 7 \cdot 10^6 = 2,510^3$$

on peut très bien agir ainsi. Il vient

$$B = \frac{10}{2 \cdot 500} = \frac{1}{250}$$

le courant dans l'aérien est 250 fois plus intense que dans L_1 .

On notera que, comme toujours, ces résultats supposent que la capacité répartie de L_1 est excessivement ré-

duite ; on prendra toutes les précautions utiles à ce sujet.

Dans le second cas, que se passe-t-il dans cet ordre d'idées ? Soit, tout d'abord (fig. 6) l'enroulement L_1 considéré seul, c'est-à-dire comme présentant une capacité répartie négligeable. La tension v_n induite aux bornes du circuit secondaire est

$$v_n = M \Omega j n$$

Ω étant la pulsation de l'oscillation, considérée et $j n$ l'amplitude du courant de plaque.

Soit, d'autre part, u_n la différence de potentiel aux bornes de L_1 , on a

$$u_n = L \Omega j n$$

$j n$ diminue donc quand le rang n de l'harmonique considéré augmente ; en portant la valeur ci-dessus de $j n$ dans l'expression de v_n , il vient

$$v_n = \frac{M \Omega u_n}{L \Omega} = \frac{M}{L} u_n$$

D'autre part, en supposant que le circuit secondaire soit fini, on a (si i est l'intensité du courant dans ce circuit).

$$i = \frac{v_n}{\sqrt{R^2 + \left[(L_1 + L_2) \Omega - \frac{1}{C \Omega} \right]^2}}$$

ou encore

$$i = \frac{M u_n}{L \sqrt{R^2 + \left[(L_1 + L_2) \omega n - \frac{1}{n C \omega} \right]^2}}$$

en tenant compte de la pulsation fondamentale ω . On a aussi

$$(L_1 + L_2) n^2 \omega^2 C - 1 = n^2 - 1$$

d'où

$$i = \frac{M u_n}{L \sqrt{R^2 + \frac{(n^2 - 1)^2}{n^2 C^2 \omega^2}}}$$

On remarquera :

1° Que u_n diminue quand le rang de l'harmonique augmente ;

2° Qu'il en est de même pour i .

On pourrait évidemment tabler ainsi sur l'augmentation de la tension produite dans le secondaire par le passage d'une certaine énergie par capacité en L_1 et L_2 , mais, l'amplitude du courant de plaque diminuant rapidement en général avec le rang de l'harmonique, ceci est inutile.

Dans le cas où on considérerait une capacité C_1 aux bornes de L_1 on démontre aisément que le facteur $\frac{M}{L}$ est à

multiplier par $\sqrt{1 - LC \omega^2 n^2}$; le résultat reste du même ordre. On gagne pourtant au point de vue de la pureté de l'émission. Peut-être, dans certains cas tout à fait particuliers, ceci peut-il conduire à accorder le primaire du Tesla.

CONCLUSION

J'ai voulu, au cours de ces lignes, montrer comment on pourrait traiter le problème de l'amplification finale dans deux cas particulièrement intéressants.

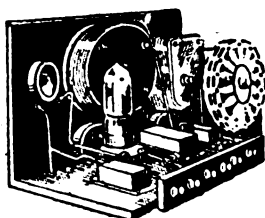
- Alimentation d'un haut-parleur ;
- emploi d'un poste-pilote.

Les quelques considérations développées ici seront complétées sous peu par celles relatives au rendement dans le second cas.

Il importe de bien se pénétrer de la différence entre les éléments du problème dans les deux cas :

D'une part, le fait important dans l'alimentation d'un haut-parleur est, tout au moins pour un amateur, car, comme je le montrerai, on peut remédier à certains défauts par une amplification asymétrique, est, dis-je, que le point de fonctionnement reste sur la caractéristique rectiligne.

D'autre part, pour le dernier étage d'amplification à l'émission, le rendement tient une place énorme, c'est ce dont la suite vous convaincra.



Le blindage des appareils de réception en T. S. F.

par R.-L. SMITH-ROSE, D. Sc., Ph. D., A. M. I. E. E.

(Extrait de « Télévision », August 1929, Vol. II, N° 18 - Traduit de l'anglais par Léon de LA FORGE)

■ ■ ■ ■ ■

LE vaste développement technique de la réception, qui a eu lieu au cours de ces dernières années, a rendu nécessaire l'étude scientifique, précise du problème de la protection d'une pièce d'un appareil électrique vis-à-vis des autres. La demande d'appareils plus perfectionnés pour la réception de la radiodiffusion et, plus récemment pour l'enregistrement des images et la télévision, ne peut être satisfaite convenablement que par la construction de récepteurs plus sensibles, mais offrant encore de la stabilité, récepteurs dont l'amplification ne cesse de s'accroître.

Les recherches modernes ont montré que l'amplification nécessaire ne peut être obtenue que si les différents étages sont protégés les uns des autres. Dans bien des cas, il est encore nécessaire de protéger complètement ou partiellement l'ensemble du récepteur, afin d'éviter les interférences dues aux champs des conducteurs d'alimentation électrique, ou à d'autres causes de trouble. Il est donc désirable que le constructeur, aussi bien que l'utilisateur d'un appareil moderne de réception et d'enregistrement, connaissent exactement les principes qui sont à la base du blindage électro-magnétique sous ses diverses formes, et les méthodes les plus faciles à appliquer pour atteindre ce résultat.

ÉCRAN ÉLECTROSTATIQUE

Le type d'écran le plus simple est connu sous le nom d'écran électrostatique ; car, dans ce cas, on a affaire à des charges et à des champs électrostatiques stationnaires.

Depuis les premiers jours de l'électricité, on sait qu'il n'y a pas de charge électrique à l'intérieur d'une boîte fermée constituée d'une matière conductrice et placée dans un champ électrique constant. L'expérience classique

de la *Cage de Faraday* fournit une démonstration frappante de ce principe et est bien connue de quiconque étudie l'électricité.

Supposons qu'une charge positive A produise dans l'appareil B un champ

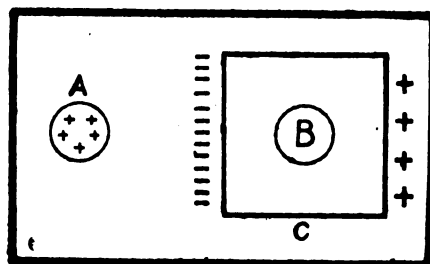


Fig. 1. — Les charges induites sur l'écran C neutralisent l'effet des charges A sur l'appareil situé en B.

électrostatique (fig. 1). Si maintenant nous entourons B d'une boîte métallique C, des charges induites vont apparaître sur cette boîte, comme il est indiqué sur la figure, et le champ électrique en B peut maintenant être calculé en tenant compte de la charge électrique originale A et des charges

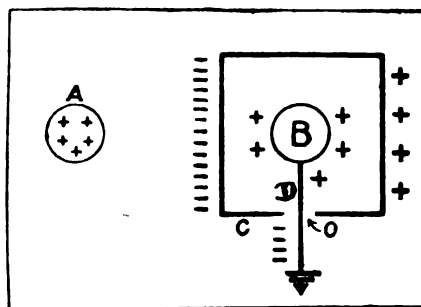


Fig. 2. — Cette figure montre l'effet d'une connexion à la terre en B. Si l'action de blindage de C doit être continue, le fil de terre doit être connecté à l'écran à son point d'entrée O.

induites sur l'écran C. Ces charges induites sont toujours telles que le champ électrique net à l'intérieur de l'écran est zéro, et nous pouvons donc dire que l'intérieur de la boîte C est parfaitement protégé de la charge statique de A.

Puisque toutes les charges considérées sont stationnaires, aucun courant ne circulera dans la boîte blindée C, et par conséquent la résistance de la matière dont la boîte est faite n'a pas trop d'importance, pourvu que cette boîte soit suffisamment conductrice pour permettre aux charges induites de se répartir librement. Pour des raisons semblables, il n'est pas essentiel que la matière dont la boîte est faite soit continue ; une boîte composée de tôles perforées, ou de toile métallique de cuivre, procurera encore le parfait blindage que l'on recherche, puisque les charges induites peuvent se répartir de façon à rendre la présence des trous négligeable, si ceux-ci ne sont pas trop larges.

Si l'on désire connecter à la terre l'appareil B, alors, ainsi qu'on le voit sur la figure 2, des charges peuvent être induites par A dans le fil de connexion D et ainsi être amassées sur l'appareil B, qui n'est plus alors parfaitement à l'abri. Pour supprimer cet inconvénient, le fil de terre D doit être connecté à l'écran à son point d'entrée O ; alors il fait partie du blindage C, et B est ainsi plus complètement protégé. Des boîtes-écrans métalliques d'un seul tenant, de ce genre, convenablement connectées à la terre, sont quelquefois employées pour la protection des magasins à poudre et des puits de pétrole contre les effets des éclairs ; car l'accumulation des charges électriques, avant que l'étincelle de l'éclair ne se produise, a lieu habituellement si lentement, que les conditions se rapprochent beaucoup de celles de l'expérience électrostatique.

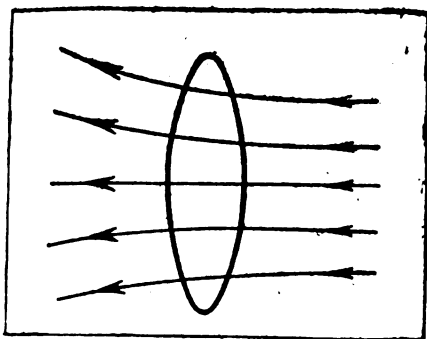


Fig. 3. — Le champ magnétique traversant un anneau conducteur fermé est combattu par le courant qu'il induit dans l'anneau.

LES ÉCRANS POUR HAUTE FRÉQUENCE

On remarquera que, dans les cas que nous avons considérés jusqu'ici, la protection est réalisée par l'action combinée des charges induites et de la charge première. Si, au lieu d'avoir affaire à une charge constante A , nous avons une charge qui varie en grandeur, avec ou sans changement de signe, alors la charge induite dans l'écran C variera d'une façon continue, et il en résultera un courant autour de l'écran puisque les charges tendent à se conformer aux conditions exigées par la charge A .

Ainsi, si le champ produit en B par la charge A est alternatif, l'effet de protection de l'écran C dépendra en grande partie de sa conductibilité et, lorsque la fréquence augmente, la conductibilité devient le facteur le plus important. Pour protéger un ensemble d'appareils ou des éléments d'appareils contre un champ électrique alternatif, il est ainsi nécessaire de les entourer d'un écran métallique de conductibilité assez élevée. C'est la méthode adoptée, par exemple, dans la protection des condensateurs variables étalons, si l'on veut être sûr que la capacité du condensateur, pour une lecture quelconque de l'échelle, soit indépendante de l'existence de champs extérieurs ou de corps quelconques.

De la même façon, un simple écran métallique plan est devenu courant dans beaucoup de types de lampes à écran ; le but qu'on s'est proposé est que la partie de la lampe contenant la grille et le filament soit efficacement protégée de l'extrémité contenant l'anode, aussi bien extérieure qu'intérieure. Dans la plupart des cas, cependant, on a trouvé que soit pour l'extrémité de l'appareil récepteur côté antenne, soit pour l'extrémité côté haut parleur, ces simples méthodes de protection ne sont pas suffisantes, en particulier lorsqu'on recherche une forte amplification et une grande sensibilité. Beaucoup de cas d'instabilité dans un poste récepteur peuvent être attribués à un couplage

par rayonnement entre les étages successifs, défaut qui ne peut être complètement corrigé qu'en blindant efficacement et individuellement les différents étages. Quand on recherche, dans un but pratique, le moyen d'obtenir un blindage convenable, on doit tenir compte de l'action du champ magnétique, aussi bien que du champ électrique.

L'ÉCRAN ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Supposons que nous plaçons un simple anneau de fil dans un champ alternatif tel que celui de la figure 3.

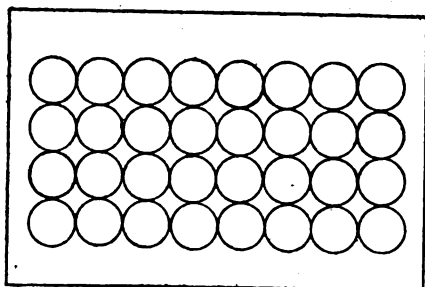


Fig. 4. — Série d'anneaux disposés pour protéger une surface plane d'un champ magnétique alternatif.

Les lois élémentaires de l'induction électromagnétique s'appliquent à un pareil cas, et montrent que le résultat est la circulation d'un courant induit dans l'anneau, qui, à son tour, produit un second champ magnétique à l'intérieur de l'anneau dans une direction opposée à celle du champ primitif. Dans le cas normal, où l'anneau est

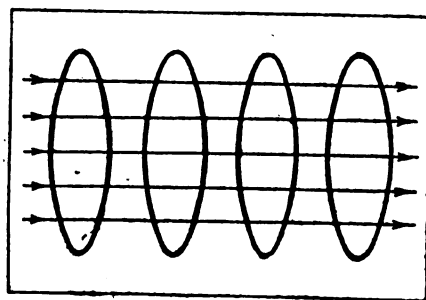


Fig. 5. — Dispositif de boucles procurant le blindage le plus efficace dans le cas de champs parallèle à l'axe des boucles.

suffisamment petit par rapport à la longueur d'onde utilisée et sa résistance faible, ce second champ magnétique tendra à éliminer le champ primitif à l'intérieur de l'anneau et à augmenter le champ juste à l'extérieur de l'anneau.

Nous avons ainsi obtenu, à l'intérieur de l'anneau, un espace qui est blindé contre les effets du champ magnétique original. En plaçant côte à côte sur un plan un certain nombre de ces anneaux, les dimensions de l'aire protégée peuvent être considé-

rablement augmentées (voir figure 4). On voit facilement qu'une semblable collection d'anneaux peut être remplacée par un grillage du genre « grillage de cage à lapins ». L'efficacité du blindage dépendra de la grosseur du fil et de de la maille du filet employé.

La diminution du champ par une feuille de grillage semblable n'est réalisée que jusqu'à une distance relativement faible de part et d'autre du plan des anneaux, car la direction du champ secondaire n'est parallèle à celle du champ primitif que réellement au passage à travers l'anneau. De part et d'autre il tend à s'incurver sur sa trajectoire de retour, bien que la distance à laquelle la courbure devient sérieuse augmente avec la dimension du filet employé.

Supposons maintenant qu'au lieu de placer plusieurs boucles de fil côte à côte, comme sur la figure 4, nous les plaçons les unes derrière les autres, enfilées sur un même axe, comme le montre la figure 5. Il est évident que l'espace blindé est le cylindre entouré par les boucles, mais — et ceci est un point important — les boucles ou anneaux ne sont efficaces que pour neutraliser un champ magnétique perpendiculaire à leur plan. Pour un champ magnétique parallèle au plan de ces anneaux, aucun courant ne sera induit en eux et, par conséquent, il n'en résultera aucune réduction de ce champ.

Si l'on considère quelque peu ce cas, on verra que pour protéger un espace donné contre un champ alternatif d'une direction quelconque, il est essentiel d'enclore l'espace au moyen de trois séries de boucles dont les plans sont perpendiculaires deux à deux. La figure 6 montre un cube composé de trois paires de boucles (A , B et C) disposées à angle droit les unes par rapport aux autres. Pour augmenter les dimensions d'un semblable espace, on peut remplacer chaque boucle par une feuille de gaz ou de treillage métallique.

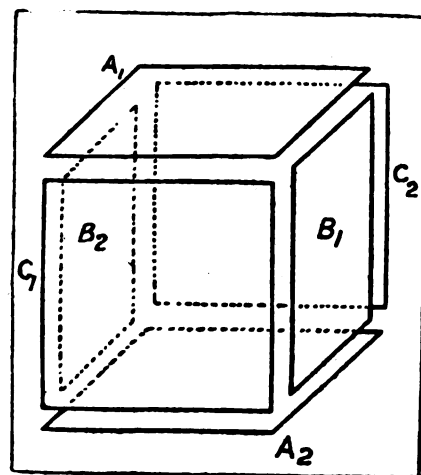


Fig. 6. — Six boucles fermées, perpendiculaires les unes aux autres, blindent un espace cubique.

LE BLINDAGE DE LARGE VOLUME

On voit comment on peut, de la manière qu'on vient de décrire, protéger un large volume, tel qu'une chambre ou un hangar, contre un champ magnétique alternatif, en l'entourant d'un écran de gaze ou de treillage métallique. Si, comme cela a lieu d'ordinaire, l'écran comprend des côtés plans, il est important que les bords adjacents soient bien connectés les uns avec les autres, car autrement une des séries de boucles serait à circuit ouvert et ses propriétés de protection disparaîtraient.

Par exemple, supposons qu'un cube en treillage métallique soit construit comme l'indique la figure 7, tous les bords d'arête efficacement réunis ou connectés, sauf suivant AG. Alors les surfaces extrêmes du cube ne sont efficaces que pour protéger contre les champs perpendiculaires à A B C D, tandis que si on assure la liaison le long de l'arête AG, un très grand nombre de boucles intermédiaires entrent en action, et la protection contre de tels champs est beaucoup plus efficace. Cette question des connexions adéquates en tous les points qui doivent faire partie des anneaux conducteurs est de la plus extrême importance pour le blindage.

Nous sommes donc en possession d'un type d'écran, qui est tout à fait pratique pour blinder des ensembles complets d'appareils récepteurs, car c'est une chose relativement simple de tendre toute la surface intérieure d'une chambre de réception avec un filet métallique. Par exemple, une cabane en bois contenant des appareils récepteurs ou de mesure peut être protégée de cette manière en tendant simplement l'intérieur de la cabane avec un treillage métallique. Dans la plupart des cas, le treillage métallique à maille de 1 pouce conviendra, mais si l'on recherche une protection plus grande, la dépense supplémentaire qu'occasionnera l'emploi du treillage à maille d'un demi-pouce ou même plus étroite sera justifiée.

LE BLINDAGE D'UNE CHAMBRE

Le treillage métallique est simplement fixé comme une tapisserie à l'intérieur de la chambre ou de la cabane (aux parois, au plancher, au plafond); aucun isolement n'est nécessaire. Le treillage sur le parquet peut être, pour plus de commodité, recouvert de linoléum, pour éviter de marcher sur le fil, et aussi pour faciliter le balayage du plancher. On doit prendre soin de recouvrir les espaces vides qui se rencontrent entre deux feuilles de treillage adjacentes, afin de ne pas laisser d'espace libre entre les anneaux conducteurs en quelque point que ce soit. On

peut en général recouvrir les fenêtres directement sans modification spéciale.

Pour ce qui est des portes, on peut d'abord recouvrir tout le mur conte-

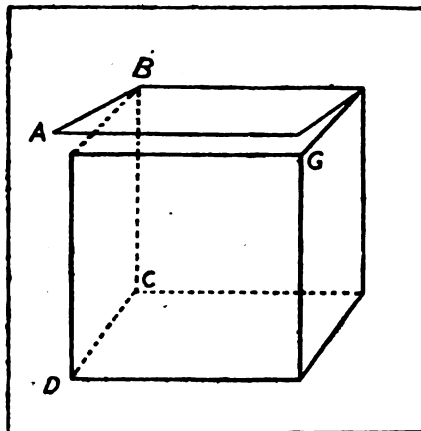


Fig. 7. — Cas d'un blindage défectueux.

nant la porte, fermée, ensuite le treillage peut être fendu suivant le contour de la porte pour permettre son ouverture. Comme ces portes forment des parties du mur, elles n'occasionneront pratiquement aucune perte dans l'efficacité du blindage; comme précaution supplémentaire, on peut disposer des contacts à ressort, très simples, pour court-circuiter la fente, à de fréquents intervalles lorsque la porte est fermée.

LE BLINDAGE MAXIMUM DE FAIBLE VOLUME

Lorsque, comme cela arrive fréquemment, on désire réduire le champ à moins de 3 ou 4 % de sa valeur primitive, il est nécessaire de prendre quelques précautions supplémentaires. Du fait que la réduction de la dimension des mailles du filet procure une

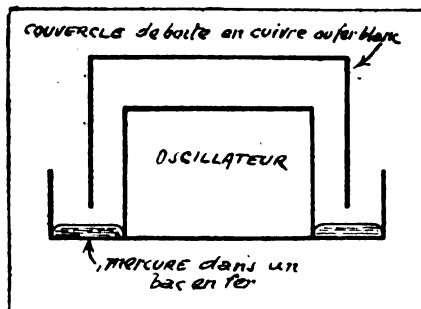


Fig. 8. — Expérience destinée à montrer que le blindage n'est pas complet, tant que la boîte écran n'est pas complètement fermée par le joint à mercure.

plus grande puissance de blindage, on pourrait s'attendre, si le treillage métallique est remplacé par une feuille solide de métal, à une nouvelle réduction de la force du champ à l'intérieur. Bien qu'il ne soit pas courant de recou-

rir à cette méthode énergique pour blinder de vastes volumes, l'auteur peut citer un exemple d'une station réceptrice commerciale dans laquelle l'ensemble de l'appareil récepteur, à l'exception du cadre, se trouvait à l'intérieur d'une chambre complètement tapissée avec des feuilles de cuivre solide, tous les joints étant bien assurés, et un contact soigné ayant été ménagé à la porte. Ce cas représente toutefois un cas extraordinaire dans lequel on désirait supprimer l'interférence d'une station d'émission à ondes amorties, située à quelques milles.

LE BLINDAGE A L'AIDE DE FEUILLES DE MÉTAL

Les principes essentiels d'un blindage pratiquement complet à l'aide de feuilles de métal peuvent être très nettement mis en évidence par une expérience que l'on peut facilement faire au moyen d'une lampe oscillatrice dans le voisinage d'un récepteur sensible. Prenez une lampe oscillatrice quelconque à faible puissance, fonctionnant sur une batterie de 6 volts par exemple, et placez-la dans un bac en fer profond, qui est ensuite rempli de mercure jusqu'à une hauteur d'un demi-pouce environ. Construisez ensuite deux boîtes métalliques, sans couvercle, et d'une taille telle qu'elles puissent juste recouvrir facilement l'oscillateur et reposer sur le fond du bac (voir fig. 8); l'un de ces couvercles doit être fait d'une feuille de fer-blanc de 4 millimètres d'épaisseur, et l'autre d'une feuille de cuivre de la même épaisseur.

Comme détecteur du champ oscillateur local, il est commode de se servir d'un cadre connecté à un amplificateur à 6 lampes, ou à un superhétérodyne. Dans les deux cas, on doit prendre ses dispositions pour que l'appareil puisse hétérodyner les oscillations émises par l'oscillateur situé dans le bac, comme lorsqu'il s'agit de la réception ordinaire de signaux sur ondes entretenues. Le couvercle enlevé, régler l'oscillateur pour fonctionner sur une longueur d'onde convenable, et accorder le récepteur sur l'onde entretenue résultante. On trouvera probablement que la note de battement résultante est très forte, et peut être entendue à plusieurs mètres du téléphone, même si l'oscillateur est placé à une centaine de mètres du cadre récepteur.

UNE EXPÉRIENCE INTÉRESSANTE

Prenez maintenant la boîte en fer-blanc, et placez-la graduellement au-dessus de l'oscillateur du bac à mercure. Au moment où la boîte commence à envelopper l'oscillateur, on

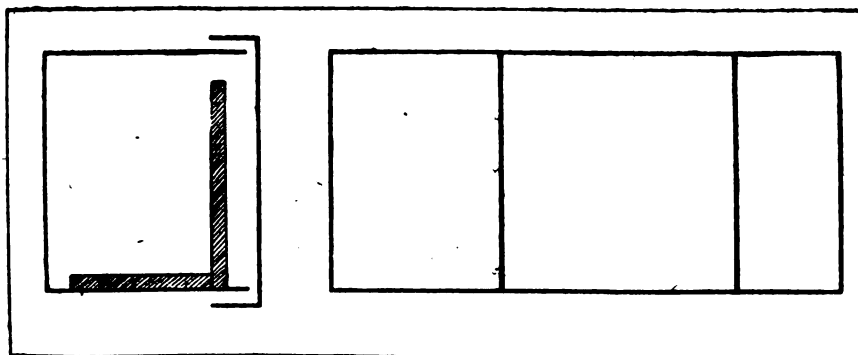


Fig. 9. — Boîtes blindées avec séparation pour le blindage des étages de haute fréquence ou de fréquence audible.

observe que l'intensité de la note de battement décroît rapidement dans les téléphones, et il devient nécessaire de déplacer l'oscillateur et de le rapprocher jusqu'à un ou deux pieds du cadre récepteur. Dans ces positions, la note restera encore audible dans les téléphones aussi longtemps qu'il existera un jour entre l'extrémité ouverte de la boîte et le mercure ; mais aussitôt que cette ouverture se trouve fermée et que le contact est établi sur tout le pourtour de l'extrémité ouverte de la boîte, le signal brusquement ne peut plus être entendu. Si on soulève la boîte d'un côté seulement, le signal réapparaît soudain, dès que le contact se rompt entre la surface du mercure et le bord métallique de la boîte. Cet effet est très marqué et démontre d'une façon très intéressante la nécessité d'un bon contact métallique à toutes les arêtes, si l'on désire obtenir un blindage qui se rapproche au maximum du blindage complet.

Un mot d'avertissement, adressé à l'expérimentateur, est nécessaire ici ; le mercure a un effet très destructif sur les, soudures et les jointures des boîtes doivent être inspectées de temps en temps, pour être sûr qu'elles adhèrent encore les unes aux autres. Une condition favorable pour une expérience de cette nature est d'utiliser des boîtes de fer dont les joints ont été forgés l'un sur l'autre.

LE CUIVRE MOINS EFFICACE

Si maintenant nous enlevons la boîte en fer et que nous plaçons sur l'oscillateur une boîte en cuivre, on observera probablement que le signal dans les téléphones peut encore être entendu quand la boîte repose sur le bac et que son extrémité est immergée dans le mercure jusqu'à une profondeur d'un demi-pouce.

Des résultats semblables seront obtenus en plaçant l'oscillateur dans la boîte et en soudant un couvercle métallique tout autour. De telles expériences sont assez laborieuses, mais elles constituent pour vous une bonne épreuve de travail du fer puisque, dans le cas

de la boîte en fer, on observe qu'un jour ou un joint incomplet aussi faible qu'un demi-pouce suffira pour rendre possible la détection d'un champ extérieur dû à l'oscillateur.

Ces expériences montrent qu'il n'est possible de blinder une lampe oscillatrice complètement qu'en la plaçant à l'intérieur d'une boîte fermée, construite en feuille métallique de fer d'épaisseur suffisante pour empêcher qu'elle ne soit traversée directement par le champ magnétique à haute fréquence. Sous ce rapport, on observe que le fer est bien supérieur au cuivre, résultat qui est tout à fait d'accord avec la théorie, car, dans ce cas, l'action de protection est due aux courants de Foucault, et la perméabilité du matériel entre dans la formule exprimant la réduction de la force du champ.

Bien qu'il soit très difficile d'effectuer des mesures quantitatives, on peut dire que les méthodes de blindage quelque peu énergiques, décrites plus haut, ont pour résultat une réduction de l'intensité du champ à environ un millionième de sa valeur primitive.

DISPOSITIFS PRATIQUES DE BLINDAGE

Les principes fondamentaux sur lesquels reposent les méthodes de protection des petits volumes contre les champs électro-magnétiques accidentels viennent d'être expliqués ; nous terminerons cet article par une brève description des méthodes les plus simples par lesquelles on peut mettre en pratique ces idées.

Au cours de ces deux ou trois années, la demande croissante en dispositifs de blindage dans la construction des appareils récepteurs de T. S. F. a conduit à des développements correspondants dans l'industrie. Tandis qu'auparavant l'expérimentateur et l'amateur de recherches scientifiques devaient fabriquer eux-mêmes leurs propres boîtes écrans et les compartiments blindés d'une façon assez laborieuse avec des feuilles de fer-blanc, on peut aujourd'hui trouver dans le commerce des boîtes blindées conve-

nables dans une grande variété de dimensions. Il est également possible de trouver dans le commerce des pièces de bois à trois épaisseurs couvertes d'un côté ou des deux d'une feuille métallique ; et on peut, avec ce matériel, construire des boîtes blindées susceptibles de rendre des services.

C'est une chose relativement simple que de construire un appareil récepteur complet à l'intérieur de ces boîtes, comme cela est indiqué dans le croquis de la figure 9 ; si l'on désire des blindages entre les différents étages, on peut commodément ménager des séparations à l'intérieur de la boîte. Des lampes à écran peuvent être incorporées dans le poste, en prévoyant simplement une porte glissante dans la région correspondante. Dans le cas normal, le couvercle d'une semblable boîte aura un ou deux pouces d'épaisseur et sera ajusté de la façon ordinaire.

Si l'on se rappelle ce qui a été dit plus haut dans cet article de la façon dont l'efficacité du blindage dépend du bon contact tout le long de l'ouverture, il est évident que la protection sera bien mieux assurée si un couvercle plat est utilisé, et si celui-ci est solidement assujéti par des écrous, comme l'indique la figure 10.

UNE BOITE BLINDÉE COMPLÈTE

La boîte qui contient l'appareil à protéger est recouverte intérieurement et extérieurement d'une feuille de fer-blanc. Dans ce cas, il est important d'assurer une surface plane bien nivelée à l'extrémité ouverte de la boîte, et, à l'exception des coins où on ne peut les éviter, on ne doit rencontrer nulle part de joints le long du bord de l'ouverture. Les feuilles de fer-blanc doivent être soigneusement pliées le long du bord de la boîte et fixées à la boîte en bois de manière que celle-ci puisse encore porter les éléments de l'appareil, ses commandes, etc.

Pour fixer le couvercle principal, des vis sont disposées dans le bord de la boîte ouverte à des distances qui n'excèdent pas 4 pouces. Quand elles sont mises à leur poste, ces vis sont toutes soudées à la partie supérieure de la boîte, en ayant bien soin

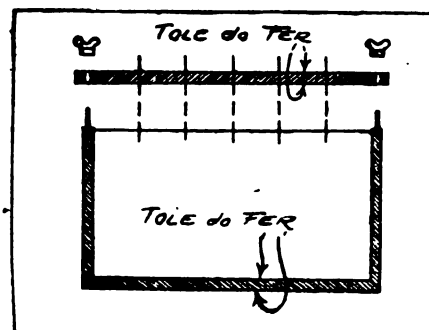


Fig. 10. — Boîte écran, à couvercle ajusté à écrou.

de ne pas laisser la soudure abîmer la surface plane du bord de la boîte. Le couvercle de la boîte est simplement un panneau en bois, bien fait, de 3/8 à 1/2 pouce d'épaisseur, et complètement recouvert d'une feuille de fer-blanc. On doit faire grande attention à ce que la surface tout le long du bois, aux points où le couvercle doit assurer son contact avec l'extrémité ouverte de la boîte, soit bien plane. Des trous sont percés aux intervalles prévus aux bords du couvercle pour permettre à celui-ci de s'adapter aux boulons fixés à la boîte.

Après avoir placé l'appareil à l'intérieur de la boîte, et avoir disposé toutes les commandes extérieures de la manière indiquée pour le premier dispositif, le couvercle est placé sur la boîte et fixé au moyen d'écrous à oreille, comme il est indiqué dans la figure 10.

Les détails les plus importants auxquels il soit nécessaire de prêter attention dans la construction de ce type de boîte sont : d'abord, assurer le bon ajustage des surfaces du couvercle et du bord supérieur de la boîte et, en second lieu, visser le couvercle à fond pour assurer le contact avec la boîte en tous points possibles. Si un oscillateur est placé dans la boîte et un récepteur à cadre installé dans le voisinage, le fait de visser le couvercle fournira l'occasion d'une expérience aux résultats étonnants. Quand les boulons ne sont pas vissés à bloc, le fait de placer un poids lourd sur le couvercle fera éprouver immédiatement une forte chute de la force des signaux dus au champ provenant de la boîte ; ceci illustre bien l'importance qu'il y a à assurer un contact convenable entre la boîte et son couvercle en tous points.

En terminant cet article, une suggestion peut être faite à l'expérimentateur qui désire réduire au minimum la force électromotrice créée dans son appareil récepteur par les champs extérieurs. Puisque le champ magnétique des ondes de T. S. F. est pratiquement horizontal, la force électromotrice induite dans toute bobine ou toute boucle de fil faisant partie d'un circuit récepteur est maxima quand leur plan est vertical, et la force électromotrice induite en elles sera nulle quand leur plan est horizontal. Il est donc indiqué de disposer toutes ces bobines ou toutes ces boucles de fil dans un plan horizontal. Ceci s'applique en particulier aux bobines de couplage, qui ont souvent disposées leur plan d'enroulement vertical ; on observera également cette règle pour le reste du circuit haute fréquence.

Le filtre moyenne fréquence et la sélectivité des superhétérodynes

par Jean DUSAILLY, Ingénieur E. E. M. I.

■ ■ ■ ■ ■

ÉTUDE DU FILTRE MOYENNE FRÉQUENCE

Rôle du filtre MF

POUR ne faire aucune hypothèse sur la façon dont peut être produit le changement de fréquence, nous dirons simplement que le filtre MF est l'organe où apparaissent les oscillations MF qui doivent être ensuite amplifiées. Le filtre doit donc séparer les oscillations MF des oscillations HF de l'oscillateur local, ne transmettre que la bande utile des battements.

Les filtres MF les plus généralement utilisés comportent deux circuits oscillants, couplés. Ce sont les filtres de ce type que nous allons étudier. Nous examinerons ce problème dans son cas le plus général.

Cas général. Etude de 2 circuits couplés.

Soient deux circuits oscillants A et B comportant chacun une self présentant en outre une certaine résistance. Pour le circuit A, appelons L_1 la self, R_1 la résistance, V_1 la tension aux bornes du condensateur, I_1 le courant.

Désignons par les mêmes lettres affectées de l'indice 2 les grandeurs

correspondantes du circuit B ; soit encore M le coefficient d'induction mutuelle des deux circuits.

Pour le circuit A, on a :

$$L_1 \frac{dI_1}{dt} + M \frac{dI_2}{dt} + R_1 I_1 + V_1 = 0$$

Pour le circuit B, on a :

$$L_2 \frac{dI_2}{dt} + M \frac{dI_1}{dt} + R_2 I_2 + V_2 = 0$$

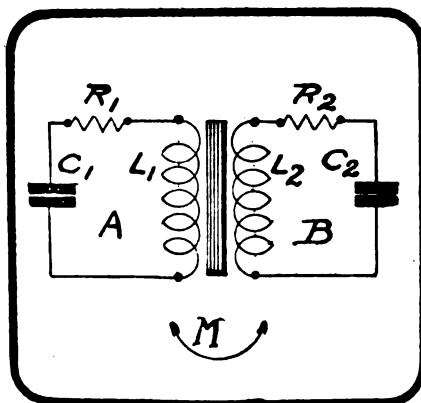


Fig. 1.

Pour introduire les valeurs des capacités C_1 et C_2 , remarquons que

$$\begin{aligned} I_1 &= C_1 \frac{dV_1}{dt} \\ I_2 &= C_2 \frac{dV_2}{dt} \end{aligned} \quad (1)$$

d'où

$$\begin{cases} L_1 C_1 \frac{d^2 V_1}{dt^2} + M C_2 \frac{d^2 V_2}{dt^2} + R_1 C_1 \frac{dV_1}{dt} + V_1 = 0 \\ L_2 C_2 \frac{d^2 V_2}{dt^2} + M C_1 \frac{d^2 V_1}{dt^2} + R_2 C_2 \frac{dV_2}{dt} + V_2 = 0 \end{cases}$$

Pour simplifier, prenons d'abord le cas où R_1 et R_2 sont négligeables. On a sensiblement $R_1 = R_2 = 0$.

$$\begin{cases} L_1 C_1 \frac{d^2 V_1}{dt^2} + M C_2 \frac{d^2 V_2}{dt^2} + V_1 = 0 \\ L_2 C_2 \frac{d^2 V_2}{dt^2} + M C_1 \frac{d^2 V_1}{dt^2} + V_2 = 0 \end{cases} \quad (2)$$

Dérivons. Il vient :

$$\begin{cases} L_1 C_1 \frac{d^2 V_1}{dt^2} + MC_1 \frac{d^2 V_2}{dt^2} + \frac{dV_1}{dt} = 0 \\ L_2 C_2 \frac{d^2 V_2}{dt^2} + MC_2 \frac{d^2 V_1}{dt^2} + \frac{dV_2}{dt} = 0 \end{cases} \quad (3)$$

Dérivons à nouveau :

$$\begin{cases} L_1 C_1 \frac{d^3 V_1}{dt^3} + MC_1 \frac{d^3 V_2}{dt^3} + \frac{d^2 V_1}{dt^2} = 0 \\ L_2 C_2 \frac{d^3 V_2}{dt^3} + MC_2 \frac{d^3 V_1}{dt^3} + \frac{d^2 V_2}{dt^2} = 0 \end{cases}$$

De cette dernière équation, on tire :

$$C_2 \frac{d^3 V_2}{dt^3} = - \frac{MC_1}{L_2} \frac{d^3 V_1}{dt^3} - \frac{1}{L_2} \frac{d^2 V_2}{dt^2}$$

De la première équation (2) on déduit la valeur de $\frac{d^2 V_2}{dt^2}$

$$\frac{d^2 V_2}{dt^2} = - \frac{1}{MC_2} V_1 - \frac{L_1 C_1}{MC_2} \frac{d^2 V_1}{dt^2}$$

d'où

$$C_2 \frac{d^3 V_2}{dt^3} = - \frac{MC_1}{L_2} \frac{d^3 V_1}{dt^3} + \frac{1}{L_2 MC_2} V_1 + \frac{L_1 C_1}{L_2 MC_2} \frac{d^2 V_1}{dt^2}$$

Portons cette valeur dans la première équation de (3)

$$\frac{d^2 V_1}{dt^2} \left(L_1 C_1 - \frac{M^2 C_1}{L_2} \right) + \left(\frac{L_1 C_1}{L_2 C_2} + 1 \right) \frac{d^2 V_1}{dt^2} + \frac{1}{L_2 C_2} V_1 = 0$$

$$\frac{d^2 V_1}{dt^2} (L_1 C_1 L_2 C_2 - M^2 C_1 C_2) + \frac{d^2 V_1}{dt^2} (L_1 C_1 + L_2 C_2) + V_1 = 0$$

$$\frac{d^2 V_1}{dt^2} C_1 C_2 (L_1 L_2 - M^2)$$

$$+ \frac{d^2 V_1}{dt^2} (L_1 C_1 + L_2 C_2) + V_1 = 0$$

On sait que l'on a toujours

$$M < L_1, M < L_2$$

On a au plus $M = \sqrt{L_1 L_2}$

On appelle coefficient de couplage K le rapport du coefficient d'induction mutuelle M à sa valeur maximum.

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

En introduisant cette valeur K dans la dernière égalité trouvée plus haut, il vient :

$$\frac{d^2 V_1}{dt^2} L_1 L_2 C_1 C_2 (1 - K^2) + \frac{d^2 V_1}{dt^2} (L_1 C_1 + L_2 C_2) + V_1 = 0 \quad (4)$$

La pulsation du circuit A isolé est

$$m_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$$

Pour le circuit B on a de même

$$m_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$$

En portant ces valeurs dans (4) on a :

$$\frac{1}{m_1^2} \times \frac{1}{m_2^2} \frac{d^2 V_1}{dt^2} (1 - K^2) + \frac{d^2 V_1}{dt^2} \left(\frac{1}{m_1^2} + \frac{1}{m_2^2} \right) + V_1 = 0$$

et finalement :

$$\frac{d^2 V_1}{dt^2} (1 - K^2) + \frac{d^2 V_1}{dt^2} (m_1^2 + m_2^2) + V_1 (m_1^2 m_2^2) = 0 \quad (5)$$

L'équation caractéristique

$$r^2 (1 - K^2) + r^2 (m_1^2 + m_2^2) + m_1^2 m_2^2 = 0 \quad (5)$$

est bicarrée. Posons $r^2 = \rho$

$$\rho^2 (1 - K^2) + \rho (m_1^2 + m_2^2) + m_1^2 m_2^2 = 0$$

Cette équation admet deux racines négatives

$$\rho_1 = -\alpha$$

$$\rho_2 = -\beta$$

α et β étant deux nombres positifs.

Les racines de l'équation (6) sont donc imaginaires

$$r_1 = +i\sqrt{\alpha}$$

$$r_2 = -i\sqrt{\alpha}$$

$$r_3 = +i\sqrt{\beta}$$

$$r_4 = -i\sqrt{\beta}$$

La solution générale de l'équation différentielle (5) est donc :

$$V_1 = Ae^{i\sqrt{\alpha}t} + Be^{-i\sqrt{\alpha}t} + Ce^{i\sqrt{\beta}t} + De^{-i\sqrt{\beta}t}$$

et d'après les relations d'Euler :

$$V_1 = A_1 \cos \sqrt{\alpha}t + B_1 \cos \sqrt{\beta}t$$

De même

$$V_2 = A_2 \cos \sqrt{\alpha}t + B_2 \cos \sqrt{\beta}t$$

Ceci est très important ; on voit que les deux circuits vont avoir deux pulsations $\sqrt{\alpha}$ et $\sqrt{\beta}$ différentes de m_1 et m_2 , pulsations de chaque circuit isolé.

Étudions le cas remarquable où les deux circuits sont accordés sur la même longueur d'onde.

On a $m_1 = m_2 = m$

L'équation différentielle (5) devient alors :

$$\frac{d^2 V_1}{dt^2} (1 - K^2) + 2 \frac{d^2 V_1}{dt^2} m^2 + V_1 m^4 = 0 \quad (8)$$

Son équation caractéristique est :

$$\rho^2 (1 - K^2) + 2 \rho m^2 + m^4 = 0 \quad (9)$$

dont les racines sont données par

$$\rho = \frac{-m^2 \pm \sqrt{m^4 - m^4 (1 - K^2)}}{1 - K^2} = \frac{-m^2 (1 \pm K)}{1 - K^2}$$

d'où

$$\rho_1 = \frac{-m^2 (1 + K)}{1 - K^2} = \frac{-m^2}{1 - K}$$

$$\rho_2 = \frac{-m^2 (1 - K)}{1 - K^2} = \frac{-m^2}{1 + K}$$

Les racines de l'équation (9) sont imaginaires et égales à :

$$r_1 = \frac{im}{\sqrt{1 + K}} \quad r_2 = \frac{im}{\sqrt{1 + K}}$$

$$r_3 = \frac{-im}{\sqrt{1 - K}} \quad r_4 = \frac{-im}{\sqrt{1 - K}}$$

La solution de l'équation différentielle (8) est de la forme :

$$V = Ae^{\frac{im}{\sqrt{1+K}}t} + Be^{\frac{-im}{\sqrt{1+K}}t} + Ce^{\frac{im}{\sqrt{1-K}}t} + De^{\frac{-im}{\sqrt{1-K}}t}$$

d'où

$$V_1 = A_1 \cos \frac{m}{\sqrt{1+K}}t + B_1 \cos \frac{m}{\sqrt{1-K}}t$$

$$V_2 = A_2 \cos \frac{m}{\sqrt{1+K}}t + B_2 \cos \frac{m}{\sqrt{1-K}}t$$

Pour chacun des deux circuits, on aura donc deux pulsations

$$\frac{m}{\sqrt{1+K}} \text{ et } \frac{m}{\sqrt{1-K}}$$

Les périodes correspondant à ces deux circuits sont :

$$T_1 = \frac{2\pi \sqrt{1-K}}{m}$$

$$T_2 = \frac{2\pi \sqrt{1+K}}{m}$$

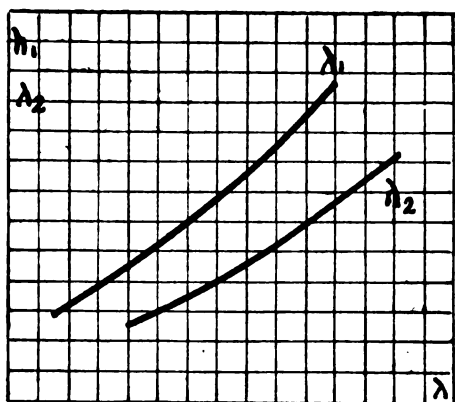


Fig. 2.

La période de chacun des circuits considéré seul serait $T = \frac{2\pi}{m}$. On voit que les périodes T_1 et T_2 sont l'une plus grande et l'autre plus petite que la période commune des deux circuits pris isolément.

Il en est de même pour les longueurs d'ondes correspondantes

$$\lambda_1 = \lambda \sqrt{1 + K}$$

$$\lambda_2 = \lambda \sqrt{1 - K}$$

Si l'on trace les courbes représentant λ_1 et λ_2 en fonction de longueurs d'onde commune d'accord des deux circuits, on obtient des courbes de la forme de celles indiquées figure 2. Théoriquement ces courbes seraient des droites puisque λ_1 et λ_2 sont des fonctions linéaires de λ .

L'expérience montre que, si les circuits A et B n'ont pas le même amortissement, les courbes s'incurvent légèrement. Ceci provient de ce que le coefficient de couplage dépend de l'amortissement des deux circuits. En effet, si la résistance des deux circuits n'est pas nulle, le coefficient de couplage K devient K' tel que

$$K' = K - \left(\frac{\delta_1 - \delta_2}{2\pi} \right)^2$$

δ_1 et δ_2 étant les décroissements des deux circuits. Or, les décroissements ne sont

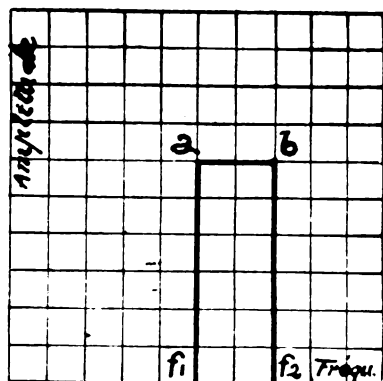


Fig. 3.

pas rigoureusement constants quand la fréquence varie, K n'est donc pas constant comme nous l'avons supposé. K coefficient de couplage constant et d'assimiler les courbes λ_1 et λ_2 à des droites.

Influence du coefficient de couplage sur la sélectivité.

Cas des filtres moyenne fréquence.

Les considérations précédentes sont très importantes dans le cas des filtres moyenne fréquence. C'est qu'en effet le filtre MF contribue beaucoup à la sélectivité d'un changeur de fréquence. Dans certains cas où l'amplification MF est apériodique (amplification à résistances ou à transfo très amortis), c'est uniquement le filtre MF qui donnera la sélectivité du système et dans ces cas surtout il méritera son nom de filtre.

C'est qu'en effet il doit jouer le rôle de filtre passe-bande.

On sait que pour transmettre sans déformation et avec une sélectivité absolue la bande de modulation s'étendant des fréquences F_1 à F_2 , il faudrait réaliser un circuit oscillant ou un système de circuits ayant une courbe de résonance rectangulaire $F_1 ab F_2$ (fig. 3).

S'il est impossible actuellement de réaliser pratiquement un tel circuit, du moins peut-on espérer s'en approcher le plus possible.

La courbe de résonance d'un système composé de deux circuits couplés comporte donc dans le cas le plus général deux maxima. Ces maxima peuvent être plus ou moins rapprochés ou même confondus, suivant la grandeur de K , coefficient de couplage. Quelle valeur adopter pour K ?

Ceci est une question complexe. Si l'on veut que le filtre joue réellement le rôle de filtre passe-bande, il convient d'utiliser un système à faible amortissement avec un couplage assez faible entre les deux enroulements, de façon à rapprocher les deux maxima et avoir une courbe à grande inclinaison de part et d'autre de la bande utile. Autrement dit, on doit chercher à se rapprocher le plus possible de la courbe idéale de la figure 3.

Remarquons ici que si la courbe idéale avec palier absolument horizontal ne peut être obtenue, il n'est pas impossible d'obtenir une courbe pratiquement, humainement parfaite, car l'oreille, comme les autres organes humains, n'est elle-même pas parfaite et peut s'accommoder. Des déformations pourront donc être acceptées. Le pourcentage maximum de déformation (c'est-à-dire la variation relative des ordonnées de la courbe) varie selon l'état physiologique et l'entraînement musical de l'individu. De même qu'il existe un seuil de sensibilité pour nos divers organes, il existe un seuil de fidélité de l'ouïe à partir duquel nous commençons à sentir qu'il y a déformation. Nous avons parfaite-

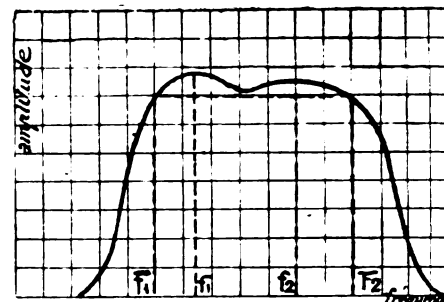


Fig. 4.

ment le droit d'utiliser cette imperfection de notre oreille (mais est-ce une imperfection que cette merveilleuse accommodation?) comme nous utilisons couramment celle de notre vue : discontinuité dans le temps (cinéma), discontinuité dans l'espace (trame des clichés d'imprimerie) ou les deux ensemble (télévision).

Revenons à la figure 4. Supposons que les deux circuits A et B aient été réglés sur la même longueur d'onde de pulsation m . Nous avons vu plus haut que la courbe de résonance du filtre présentera deux maxima correspondant aux fréquences

$$f_1 = \frac{m}{2\pi\sqrt{1+K}} \quad f_2 = \frac{m}{2\pi\sqrt{1-K}}$$

Si nous voulons transmettre correctement la bande de fréquence de largeur F , il faudra que les ordonnées correspondant à cette bande soient sensiblement constantes (au pourcentage près humainement acceptable).

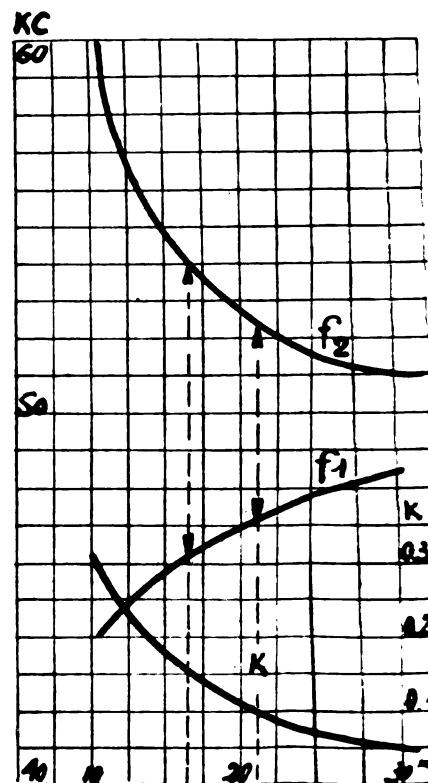


Fig. 5.

Pour que, d'autre part, la sélectivité soit bonne, il faut que les deux maxima correspondant à f_1 et f_2 soient à une distance (en périodes) bien définie l'un de l'autre.

Le simple examen de la figure 4 montre que l'écart entre les fréquences f_1 et f_2 doit être plus faible que la largeur de la bande passante. Si F est la largeur de cette bande, on doit avoir

$$f_2 - f_1 < F$$

La distance (en périodes) à rechercher entre f_1 et f_2 dépend de la forme des sommets des courbes, cette forme dépendant elle-même de l'amortissement du système. L'expérience a montré que le plus souvent $f_2 - f_1$ doit être voisin de $\frac{F}{2}$, autrement dit l'écart en périodes entre les deux maxima de la courbe de résonance doit être égal à la moitié de la bande passante.

Les courbes de la figure 5, qui ont été relevées sur un bon filtre du commerce, montrent les variations des fréquences f_1 et f_2 quand on fait varier K : la fréquence commune des deux circuits restant constante et égale à 50 kc./sec. K

étant le plus souvent inconnu, on a porté en abscisse la distance en millimètres entre les deux enroulements.

Pour avoir l'accouplement correspondant au degré de sélectivité choisi, on voit qu'il suffit de chercher l'abscisse correspondant à une différence d'ordonnée des deux courbes f_1 et f_2 égale à $\frac{F}{2}$.

Exemple : Dans le cas du filtre auquel correspond la figure 5, on a $\frac{F}{2} = 5$.

Pour une bande passante de 10 kilocycles, la distance entre les enroulements doit être de 21 millimètres. Si l'on avait voulu une bande passante de 15 kilocycles, il aurait fallu une distance de 16 mm. 5.

Il résulte des courbes de la figure 5 qu'étant donné un filtre MF devant fonctionner sur une longueur d'onde λ , il existe une seule valeur de coefficient de couplage des deux circuits permettant de satisfaire la condition de sélectivité. Le constructeur doit donc déterminer judicieusement le coefficient de couplage des deux enroulements. En rendant variable l'accouplement des circuits, on pourrait faire varier à

volonté la largeur de la bande passante, ce qui peut être très intéressant dans certains cas. On disposerait alors d'un *filtre à sélectivité réglable*. Un tel dispositif permettrait, en l'absence de brouillage, une transmission intégrale de la modulation et, en cas de brouillage, une sélectivité pouvant être poussée jusqu'à son extrême limite.

Pour terminer, indiquons que la mesure des deux longueurs d'onde de résonance d'un système de deux circuits couplés, accordés sur une longueur d'onde commune λ , permet de déterminer avec précision le coefficient de couplage des deux circuits, coefficient qu'il est délicat de calculer directement.

Pour déterminer K , on partira des relations

$$\lambda_1 = \lambda \sqrt{1 + K} \text{ et } \lambda_2 = \lambda \sqrt{1 - K}$$

On obtient en général deux valeurs peu différentes de K ; on en prendra la moyenne

$$K = \frac{\lambda_1^2 - \lambda_2^2}{2\lambda^2}$$

J'étudierai dans un article ultérieur d'autres dispositifs de filtres MF.

Changement de fréquence, détection et analyses complémentaires

par P. OLINET

■ ■ ■ ■ ■

GÉNÉRALITÉS

MALGRÉ l'apparition des lampes à écran de grille et la possibilité d'une très grande amplification en haute fréquence, surtout par suite de la facilité et de la stabilité des réglages, il saute aux yeux de tous que les récepteurs fonctionnant par changement de fréquence restent ceux qui ont la faveur des amateurs. L'emploi des nouvelles sur leurs étages à moyenne fréquence permet, par ailleurs, soit de diminuer le nombre, soit d'accroître l'amplification obtenue. Mais ceci n'est pas mon objectif. Les changeurs conservent donc toute leur actualité.

Malgré leur expansion formidable et, sans doute, par suite de la complexité relative des phénomènes mis en jeu, l'analyse comparée de leur fonctionnement a été assez dédaignée ; ce n'est pourtant que de la comparaison mathématique des conclusions que l'on peut espérer tirer des enseignements impor-

tants. Je voudrais aujourd'hui essayer de répondre à diverses questions sur ce sujet.

En particulier, tel ou tel modèle ou système de changeur de fréquence est-il supérieur aux autres, théoriquement ? Pourquoi ? Quels sont les facteurs importants, ceux que l'on maintient souvent fixes et qui seraient mieux variables, etc. Au fur et à mesure de l'exposé des problèmes, ces questions se présenteront par elles-mêmes.

Pourtant, il me paraît absolument indispensable, à propos de chaque modèle, de commencer par un rappel du fonctionnement tel que les dernières analyses le font ressortir. Pour mieux mettre en relief les grandes lignes de la question, je traiterai successivement, en suivant un ordre à peu près chronologique :

- Le superhétérodyne ;
- Le modulateur Jouaust ;
- Le modulateur brigrille ;
- Le strobodine.

Je ferai remarquer que je m'attache uniquement au principe de la méthode

dans chacun des cas énoncés ci-dessus ; en effet, il n'y a absolument aucune hypothèse faite sur la nature de l'amplification ultérieure ; au choix du lecteur, ces conclusions, comme nous le verrons plus loin, sont applicables à un supradyne ou à un infradyne. Dans la majeure partie des cas, en effet, il y a production d'oscillations de fréquence plus élevée et plus faible simultanément. Ce n'est que la nature des circuits de liaisons qui donne la prépondérance à l'une ou à l'autre onde.

On me permettra encore une réflexion avant d'entrer dans le vif du sujet. De très nombreuses personnes (dont la confiance m'honore beaucoup, quoique cette question me permette de croire qu'on n'a aucun doute sur mes possibilités de devin) s'inquiètent auprès de moi de la durée de la vie possible du changeur de fréquence ; ne croyez-vous pas qu'il est mourant, m'écrit-on, depuis la naissance de la « screen grid » ? Je ne vois aucun lien entre ces deux points. Une lampe à écran n'assure pas une audibilité comparable à celle d'un

changeur. Si on emploie deux étages, certainement le changeur est supérieur, car il ne comporte que deux réglages.

A mon avis, le gros intérêt du montage à changeur de fréquence, et ceci est une question de principe et non de réalisation, est de réduire le nombre des réglages ; c'est ce qui lui assure une longue vie... à moins que des progrès sensationnels ne viennent me faire mentir. Aussi je m'arrête.

Comme son nom l'indique, le but du changement de fréquence consiste à transformer la fréquence de l'onde reçue en une autre mieux adaptée au système d'amplification ultérieurement employée ; fréquence plus basse dans les supradynes où la liaison entre étages se fait par transformateurs à circuit secondaire accordé, fréquence plus élevée dans les infradynes, pour lesquels le récepteur est un dispositif à super-réaction.

On pourra objecter à la suite des montages, dont j'ai en vue d'étudier l'action, que le changement de fréquence par modulateur Jouaust n'est pas employé dans les systèmes actuels ; ceci ne semble m'autoriser à le passer sous silence, d'autant plus que :

1° Ce montage est d'un fonctionnement essentiellement différent du bigrille ;

2° Dans le n° 18 du *Q. S. T. Français* (septembre 1925) un article fort intéressant, paru sur le superhétérodyne modulateur, sous la signature de M. Couppez, étudie la question comme nous le verrons plus loin.

Il faut bien reconnaître que l'expérience a consacré, dans la grande majorité des cas, l'emploi de la bigrille ou du strobodine parce que ces dispositifs n'utilisent qu'une seule lampe, ce qui a pour conséquence de simplifier et le collage, et la mise au point du récepteur.

Dans chaque cas, j'étudierai :

a) Le mécanisme du changement de fréquence et de la détection, s'il y a lieu ;

b) L'importance relative des amplitudes des oscillations composantes.

Je ferai les hypothèses générales suivantes :

a) Le point de fonctionnement se déplacera sur la partie rectiligne des caractéristiques, sauf spécification inverse.

b) Les oscillations produites seront exemptes d'harmoniques, ceci supprime la possibilité d'interférence entre fréquences supérieures ; ces phénomènes secondaires doivent être évités le plus possible, ce qui confirme ma manière de voir le problème ;

c) Les amplitudes des tensions des oscillations locales et incidentes sont supposées les mêmes, dans tous les cas, de manière que les résultats soient comparables.

Le superhétérodyne

En tête de tout cet examen des changeurs de fréquence, une fois pour toutes, je tiens à écrire que cet exposé technique ne tient pas compte de tous les travaux faits sur la question, mais écarte résolument, d'emblée, toute polémique, toute discussion d'antériorité de mise au point.

La base du changement de fréquence par hétérodynation (fig. 1) est la suivante : on superpose dans un circuit détecteur des oscillations locales à celles incidentes.

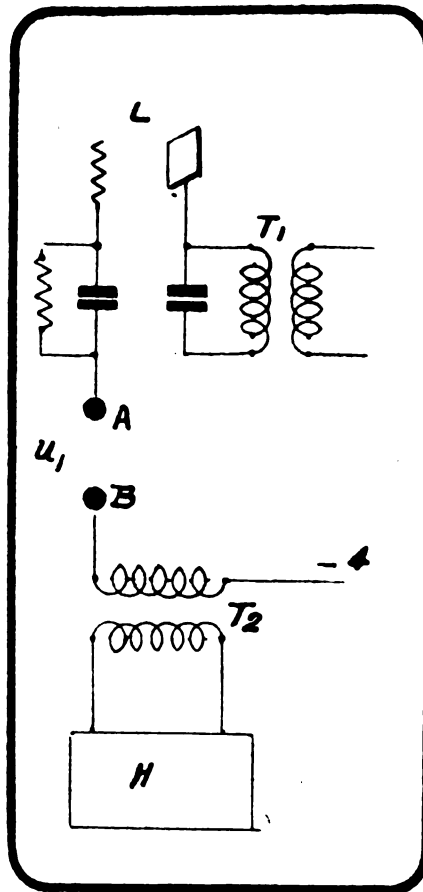


Fig. 1.

La détection est, comme nous le verrons, indispensable dans tous les montages par superposition ; ceci sera mieux mis en lumière dans les conclusions de cet exposé. On y verra les caractéristiques des montages étudiés ici mieux mises en relief que si je les esquissais dès maintenant.

Le montage comportera donc :

Une lampe détectrice L sur le circuit de grille de laquelle on fait agir simultanément :

Les oscillations incidentes u_1 entre A et B ;

Des oscillations locales transmises à partir d'une hétérodyne H par un transformateur T_2 ;

Dans le circuit de plaque, se trouve un transformateur T_1 reliant la lampe à l'amplificateur suivant.

J'ai, intentionnellement, représenté l'oscillateur local par un carré, de manière à bien spécifier aucune hypothèse sur le montage de cet organe ; ceci est absolument sans importance pour ce qui nous occupe.

D'autre part, j'ai porté une détection par courbure de grille de manière à alléger le schéma sans que cela implique la négation de tout autre dispositif.

Ceci mis au point, j'appellerai dans tout ce qui va suivre (intensité et tension) :

i, v_1 , l'amplitude maxima des oscillations incidentes appliquées sur la grille ;

v, i_1 , l'amplitude maxima de l'oscillation locale dans le circuit d'utilisation ;

ω_1 , la pulsation de l'onde incidente ;

ω_2 , la pulsation de l'oscillation locale ;

f_1 et f_2 , les fréquences correspondant à ω_1 et ω_2 ;

φ représentera l'angle de phase de l'oscillation résultante.

Je ne fais intentionnellement aucune supposition sur les valeurs relatives de ω_1 et ω_2 , dans le but de traiter la question d'une manière aussi générale que possible.

Dans le circuit de grille, les oscillations étant toutes sinusoïdales, on a, par suite de leur superposition, une oscillation résultante relevant d'une tension A telle que

$$A = u_1 \sin \omega_1 t + u_2 \sin \omega_2 t \quad (1)$$

Posons, d'autre part,

$$\omega_1 = \omega_2 + \omega_0 \quad \omega_0 = \omega_1 - \omega_2$$

Cette pulsation auxiliaire ω_0 correspondra à une fréquence f_0 définie par

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$$

L'expression de A devient

$$A = u_1 \sin (\omega_2 + \omega_0)t + u_2 \sin \omega_2 t \quad (2)$$

Quelles que soient les valeurs relatives de ω_1 et ω_2 , les oscillations haute fréquence ne peuvent agir sur la suite que s'il y a détection ; ceci demande, me semble-t-il, quelques précisions. En effet, si on fait agir sur A un circuit comprenant une résistance ohmique pure, chaque terme en ω_1 et ω_2 , agira pour son compte ; ce n'est que par suite de la détection que nous exécuterons un changement de fréquence.

En effet, dans le cas où la résistance du circuit sur lequel on fait agir simultanément les tensions u_1 et u_2 est ohmique, l'intensité totale I est, u_1, u_2 étant les amplitudes instantanées des tensions agissant,

$$i = \frac{u_1}{r} + \frac{u_2}{r}$$

Dans le cas où il y a détection, il est facile de se rendre compte qu'il en va tout autrement. En effet, l'intensité finalement obtenue a étant un facteur de proportionnalité caractérisant le détecteur, est

$$I = au^2$$

a étant égal à $(u_1 + u_2)$. L'intensité du courant qui, par induction, agira sur l'amplificateur moyenne fréquence est donc proportionnelle à u^2 . Je supposerai, pour simplifier l'écriture :

$$a = 1.$$

On a donc

$$\begin{aligned} i &= u^2 = (u_1 + u_2)^2 \\ &= u_1^2 + u_2^2 + 2u_1u_2 \end{aligned} \quad (3)$$

De l'examen de cette formule (3) nous allons déduire des considérations intéressantes.

On a

$$\begin{aligned} u_1 &= v_1 \sin \omega_1 t \\ u_2 &= v_2 \sin \omega_2 t \end{aligned}$$

L'expression (3) devient donc

$$\begin{aligned} i &= v_1^2 \sin^2 \omega_1 t + v_2^2 \sin^2 \omega_2 t \\ &+ 2v_1v_2 \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t \end{aligned}$$

Cette équation est relative, étant données les expressions de u_1 et u_2 , à des ondes entretenues pures. Ce cas est peu intéressant au point de vue amateur, mais il mérite quand même un examen. Quels sont les résultats obtenus après le passage dans le détecteur ou quels sont les effets de trois termes entrant dans l'expression ci-dessus ?

Le terme $v_1^2 \sin^2 \omega_1 t$ se transforme aisément en

$$\begin{aligned} \frac{A}{2} &= \frac{v_1^2}{2} (1 - \cos 2\omega_1 t) \\ &= \frac{1}{2} v_1^2 - \frac{1}{2} v_1^2 \cos 2\omega_1 t \end{aligned}$$

Le premier facteur — constant — ne produit aucun effet ; le second est relatif à une onde ayant une fréquence double de celle incidente ; le terme $v_2^2 \sin^2 \omega_2 t$ donne aussi

$$B = \frac{1}{2} v_2^2 - \frac{1}{2} v_2^2 \cos 2\omega_2 t$$

Les termes en $2\omega_1$ ou $2\omega_2$ n'ont aucune action en supradyné ; il en est de même en infradyne, car, le second n'a aucun intérêt étant local, le premier demande des réglages comme si la réception était directe. Il faut donc les considérer comme inefficaces ; c'est de l'énergie perdue.

Il nous restera le terme

$$C = 2v_1v_2 \sin \omega_1 t \times \sin \omega_2 t$$

Une simple transformation trigonométrique nous donnera :

$$\begin{aligned} \sin \omega_1 t \times \sin \omega_2 t &= \frac{1}{2} \cos (\omega_1 - \omega_2) t \\ &- \frac{1}{2} \cos (\omega_1 + \omega_2) t \end{aligned}$$

l'expression C deviendra donc

$$\begin{aligned} C &= v_1v_2 \cos (\omega_1 - \omega_2) t \\ &- v_1v_2 \cos (\omega_1 + \omega_2) t \end{aligned}$$

Le produit de sinus rencontré ci-dessus correspond, comme la suite nous le montrera, à une modulation directe ; c'est bien grâce à ce terme qu'on arrive à un changement de fréquence.

De plus, on remarquera que le terme actif est $2u_1u_2$; l'effet détecteur est donc proportionnel à l'amplitude de l'onde incidente et non au carré, et

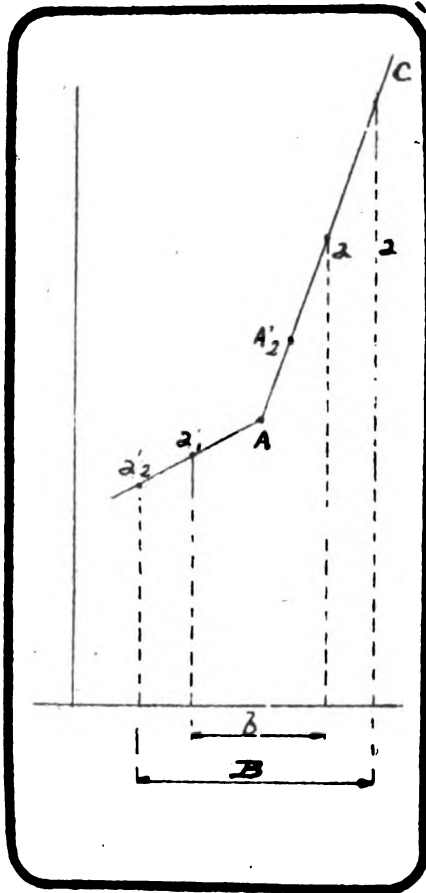


Fig. 2.

ceci uniquement par suite du changement de fréquence ; cette supériorité est l'explication de la sensibilité de ce mode de réception.

Je rappellerai, en outre, une explication donnée par M. Gutton de l'excellent rendement de la détection dans le cas qui nous intéresse. L'amplitude des ondes après interférences varie entre deux valeurs

$$\begin{aligned} b &= u_2 - u_1 \\ B &= u_2 + u_1. \end{aligned}$$

Les segments de la caractéristique C du détecteur (fig. 2) décrits par le point de fonctionnement sont a_1, a_2, a_3, a_4 , au lieu de AA_1 ; la différence d'inclinaison peut être plus grande et le rendement bien augmenté.

Suivant le cas — supradyné ou infradyne — c'est le terme en $\omega_1 - \omega_2$,

ou celui en $\omega_1 + \omega_2$ qui agit. Le raisonnement étant le même dans les deux cas, je n'étudierai que le facteur en $\omega_1 - \omega_2$, en posant

$$\omega_1 - \omega_2 = \omega_0$$

comme indiqué précédemment.

La superposition des deux impulsions dans le circuit d'entrée peut s'écrire :

$$\begin{aligned} A &= v_1 \sin \omega_1 t + v_2 \sin \omega_2 t \\ &= v_1 \sin \omega_1 t + v_2 \sin (\omega_1 - \omega_0) t \end{aligned}$$

que l'on peut réduire à

$$\begin{aligned} A &= \sqrt{v_1^2 + v_2^2 + 2v_1v_2 \cos \omega_0 t} \\ &\times \sin (\omega_1 t - \varphi) \end{aligned}$$

avec la condition

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{a + b \cos \omega_0 t}{b \sin \omega_0 t}$$

On peut donc considérer la résultante de l'opération comme une oscillation ayant la fréquence incidente et dont l'amplitude varie entre $(v_1 - v_2)$ et $(v_1 + v_2)$ à la fréquence f_0 , différence entre les fréquences incidentes et locales.

L'amplitude est donc

$$\frac{v_1 + v_2 - (v_1 - v_2)}{2} = v_2$$

On arrive à cette conclusion importante, connue pour les mesures, mais qui semble ignorée en pratique :

L'amplitude de la résultante est toujours égale à la plus petite des deux amplitudes composantes.

Il y a donc avantage à augmenter la plus petite. Si c'est ω_1 , il faut ajouter une amplification haute fréquence préalable ; si c'est ω_2 , augmenter la puissance de l'oscillateur local. Voici une condition facile à réaliser grâce à l'oscillateur séparé.

D'autre part, l'amplitude de la résultante variant entre $(v_1 - v_2)$ et $(v_1 + v_2)$, il saute aux yeux que l'efficacité maxima sera obtenue lorsque

$$v_1 = v_2 = v$$

L'amplitude variera de 0 à $2v$. Pour des valeurs plus grandes de la différence, il y a empiètement, et, pour celles plus petites, non utilisation complète.

Mais ceci est relatif aux entretenues pures. La réception de la radiophonie est le problème actuel. L'oscillation locale conserve sa forme ; on a donc toujours

$$u_2 = v_2 \sin \omega_2 t$$

Mais que devient la forme de l'onde incidente ? On aura

$$u_1 = v_1 \sin \omega_1 t \times S(t)$$

S étant la série qui représente la modulation. S est une fonction périodique que l'on peut toujours décom-

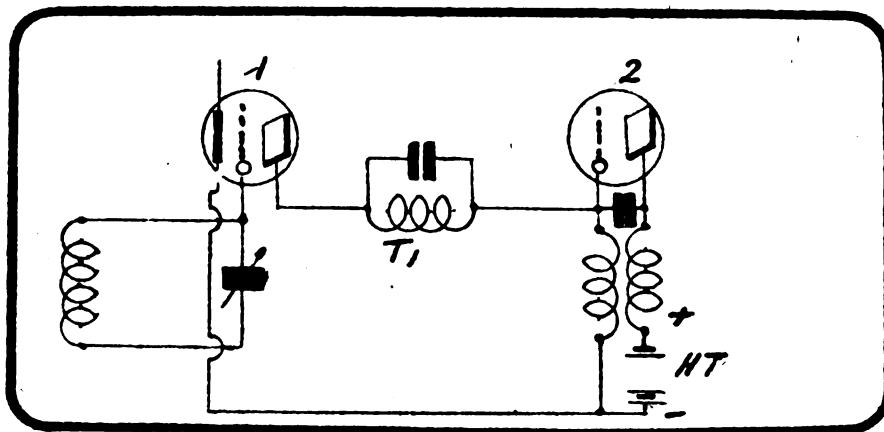


Fig. 3.

poser en série de Fourier avec une pulsation de base Ω telle que

$$S(t) = a_0 + a_1 \sin(\Omega t + \varphi) + \dots + a_n \sin(n\Omega t + \varphi_n)$$

L'intensité du courant dans le détecteur est :

$$i = (u_1 + u_2)^2 = v_1^2 \sin^2 \omega_1 t + v_1^2 \sin^2 \omega_1 t S^2(t) + 2v_1 v_2 \sin \omega_1 t \times \sin \omega_2 t \times S(t)$$

Comme précédemment, et pour les mêmes raisons, seul le terme

$$A = 2v_1 v_2 \sin \omega_1 t \times \sin \omega_2 t \times S(t)$$

interviendra.

Pourtant, le terme

$$\begin{aligned} a &= v_1^2 \sin^2 \omega_1 t S^2(t) \\ &= S^2(t) \frac{1 - \cos 2\omega_1 t}{2} = \frac{1}{2} S^2(t) \\ &\quad - \frac{1}{2} S^2(t) \cos 2\omega_1 t \end{aligned}$$

donnera un terme actif en $S^2(t)$; c'est celui qui correspond à la détection ordinaire sans hétérodynation.

L'expression (A) fournit des termes en

$$\begin{aligned} \omega_1 - \omega_2 + n\Omega \\ \omega_1 + \omega_2 + n\Omega \end{aligned}$$

par un mécanisme analogue à celui déjà exposé, nous avons production d'oscillations de fréquence $f_1 - f_2$ et $f_1 + f_2$, la pulsation $n\Omega$ étant en général, même dans le cas de supra-dyne, bien inférieure à $(\omega_1 - \omega_2)$.

Les conclusions précédentes restent entièrement valables ; d'ailleurs, le cas des entretenues pures n'est qu'un cas particulier de modulation avec une fréquence nulle. La condition de meilleur rendement reste donc

$$v_1 = v_2$$

Mais ici v_1 représente l'amplitude de l'onde porteuse incidente, de l'oscillation sans modulation.

Avant de tirer les conclusions de cet exposé rapide de ces quelques ques-

tions, il me paraît intéressant de dire deux mots de l'action des ondes amorties sur cet appareil ou avec ce mode de réception ; ceci est intéressant, car c'est la caractéristique de la protection contre les brouillages.

L'onde amortie peut être représentée comme suit

$$A = c - at \sin \omega_1 t$$

dans ce cas, pour conserver la phase à l'origine de chaque train d'ondes, le courant issu de l'oscillateur local sera représenté par

$$u_2 = v_2 \sin(\omega_2 t + \varphi)$$

φ étant un angle de phase variant à chaque train d'onde.

Le terme « double-produit », seul efficace, du carré de la somme $(A + u_2)^2$ est

$$\begin{aligned} 2Au_2 &= -v_2 c - at \\ &\times \{ \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi] \\ &\quad - \cos[(\omega_1 - \omega_2)t - \varphi] \} \end{aligned}$$

Il n'y a plus production de deux oscillations de pulsations

$$\begin{aligned} \omega_1 + \omega_2 \\ \omega_1 - \omega_2 \end{aligned}$$

mais d'ondes ayant des pulsations variables à chaque train d'ondes. Il y

a production d'un son soufflé bien connu, mais aussi protection automatique relative. Je tenais à expliquer ce cas peu connu de la mauvaise efficacité du changement de fréquence pour la réception des amorties.

En somme, l'analyse du fonctionnement du superhétérodyne nous a conduit rapidement aux conclusions suivantes essentielles :

1° La superposition des oscillations incidentes et locales se produit par addition ;

2° La détection est absolument nécessaire pour faire apparaître les fréquences composantes ;

3° L'amplitude de la résultante sur l'une ou l'autre nouvelle fréquence est maxima quand les deux oscillations composantes ont même grandeur ; ceci conduit à se servir d'un couplage oscillateur-détecteur variable ; on constate bien un gain, mais seulement si l'appareil est très au point ;

4° Le transformateur de liaison avec l'amplificateur servant sur $(\omega_1 - \omega_2)$ ou $(\omega_1 + \omega_2)$ a seulement un rôle de filtre assurant une meilleure transmission sur la fréquence propre ;

5° La détection est très améliorée ;

6° La protection contre les amorties est meilleure.

Tout ce qui vient d'être dit pour la pulsation

$$\omega_0 = \omega_1 - \omega_2$$

a une contre-partie identique pour la fréquence

$$\omega'_0 = \omega_2 - \omega_1$$

l'un ou l'autre cas étant à envisager suivant que ω_1 est supérieur ou inférieur à ω_2 . On a ainsi une synthèse rapide du fonctionnement.

En particulier, on peut expliquer de suite le silence obtenu quand l'amplificateur accroche sur une oscillation de pulsation ω_2 ; la différence $(\omega_1 - \omega_2) - \omega_2$ est à peu près toujours trop grande pour que l'on puisse entendre un son. De plus, la nouvelle superposition produit des fréquences telles qu'elles sont très mal transmises par les circuits sélectifs employés.

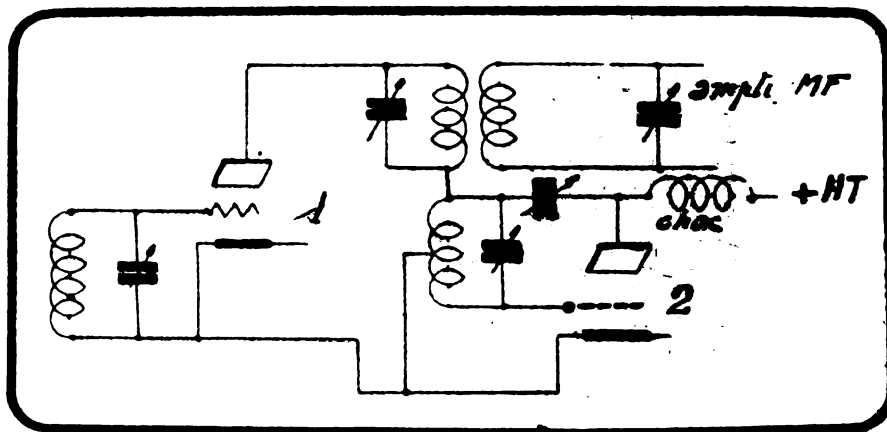


Fig. 4.

La modulation plaque de Jouaust

En 1921, M. Jouaust a mis au point un système de détection par modulation qui peut être avantageusement employé comme changeur de fréquence, c'est lui que nous allons étudier maintenant.

Contrairement à ce qui a eu lieu pour le super-hétérodyne, je commencerai par une étude mathématique, mais je ferai ensuite un exposé physique du fonctionnement qui est assez particulier.

Deux considérations me pousseront à agir ainsi : l'analyse mathématique permet de se rendre compte de la structure interne du phénomène, mais souvent on peut chercher une autre explication. On ne saurait, en effet, attendre d'un système d'équations une solution différente des éléments et hypothèses mis à sa base. Dans le cas présent, justement, un parallèle intéressant peut être fait dans ce sens. La question initiale sera : y a-t-il modulation (cas mathématique) ou détection stroboscopique (analyse physique) ?

Je rappellerai seulement auparavant ce qu'est la détection : je ne ferai pas aux lecteurs du Q. S. T. l'injure de croire qu'ils ne connaissent pas la question, mais je voudrais étendre cette notion le plus possible ; la généralisation est l'œuvre la plus utile et la plus complexe ; elle ne peut être qu'accollée à la comparaison.

En général, la détection est définie comme le résultat d'une opération rendant les signaux opératoires sur notre oreille ; plus généralement et plus mathématiquement, la détection est une opération donnant un courant moyen non nul ; c'est donc que l'expression du courant en fonction de la tension qui lui donne naissance est d'un degré supérieur au premier ; la caractéristique est incurvée. Voici toute la généralité. Un courant détecté sera celui dont la valeur moyenne n'est pas nulle. Il est, par définition, asymétrique dans ce temps.

On peut facilement s'en rendre compte en examinant l'expression (3) précédente.

Le montage étudié actuellement est représenté par les figures 3 (Jouaust) ou 4 (Couppez). Elles ont l'avantage, sur certaines autres (cf. l'ouvrage de M. P. Berché, la T. S. F.) de ne pas nécessiter de batteries d'alimentation supplémentaires.

Mathématiquement, le fonctionnement est le suivant : sur le circuit oscillant de l'oscillatrice, on monte, en parallèle, l'espace filament-plaque d'une lampe modulatrice ; la résistance de cet espace varie, simultanément avec la tension de grille, sous l'influence d'oscillations extérieures. Par un procédé connu sous le nom de modulation par absorption (que j'ai déjà étudié et sur lequel je reviendrai) l'amplitude

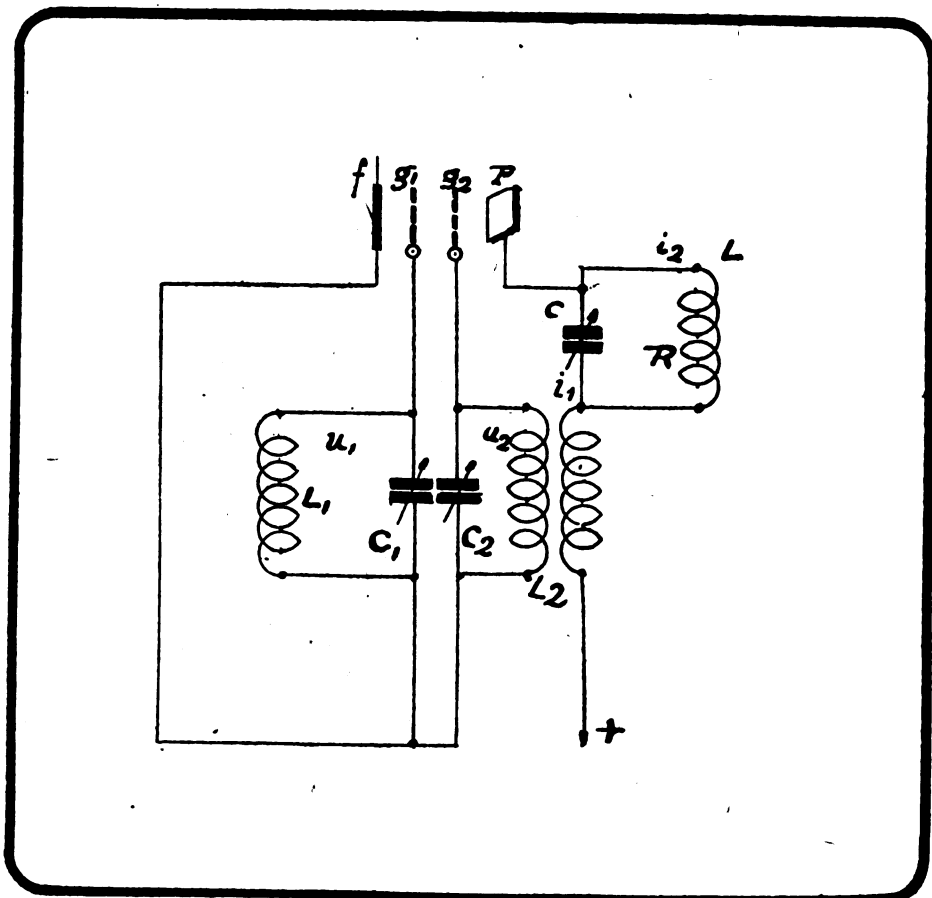


Fig. 5.

des oscillations locales varie suivant une loi imposée par les ondes incidentes.

Comme dans le cas précédent, nous étudierons d'abord les ondes entretenues pures produisant l'excitation du collecteur. Soit toujours u_1 l'amplitude de la tension alternative de grille, on aura

$$u_1 = v_1 \sin \omega_1 t$$

soit aussi u_2 l'amplitude de la tension des oscillations locales dans le circuit oscillant de l'oscillateur, on aura

$$u_2 = v_2 \sin \omega_2 t.$$

L'ensemble est

$$U = v_2 \sin \omega_2 t (1 + akv_1 \sin \omega_1 t) \quad (4)$$

expression dans laquelle

a est le coefficient de modulation variant de 0 à 1 et exprimant la profondeur de l'action de l'onde incidente sur l'onde locale ;

k le coefficient d'amplification de la première lampe.

u est la tension obtenue dans le circuit de plaque de la seconde lampe.

On remarquera que la modulation s'exprime par le produit de deux facteurs.

La première conclusion — pleinement vérifiée par l'expérience, que je n'ai pas encore pu pousser jusqu'à la lampe à écran de grille, toutefois, est que l'énergie délivrée par un tel

système croît bien avec k . Toutes les lampes à grand coefficient d'amplification « rendent » mieux que les autres.

L'expression (4) s'écrit :

$$U = v_2 \sin \omega_2 t + akv_1 v_2 \sin \omega_1 t \times \sin \omega_2 t$$

Le premier terme ne nous intéresse pas ; il est représentatif d'une oscillation à la fréquence locale.

Le second est analogue à celui déjà observé ; comme lui il se décomposera en

$$\begin{aligned} & akv_1 v_2 \sin \omega_1 t \times \sin \omega_2 t \\ &= \frac{1}{2} akv_1 v_2 \cos (\omega_1 - \omega_2) t \\ & - \frac{1}{2} akv_1 v_2 \cos (\omega_1 + \omega_2) t \end{aligned}$$

Suivant l'appareil placé à la suite et soumis à l'excitation du changeur, nous aurons affaire à l'un ou l'autre terme (supradyné ou infradyne).

Supposons-nous en présence d'un supradyné. La partie utile U_1 de la tension U est

$$U_1 = \frac{1}{2} akv_1 v_2 \cos (\omega_1 - \omega_2) t$$

Ceci conduit de suite aux conclusions suivantes complètement vérifiées par l'expérience :

1° Une batterie à courant continu sur la plaque 1 est inutile ; dans de larges limites k est constant ;

- 2° Il faut augmenter k ;
 3° On adoptera un montage donnant la plus grande profondeur de modulation possible ;
 4° Sous réserve que le produit av_2 augmente, il y a avantage à avoir une oscillation puissante ;
 5° L'amplification haute fréquence est excellente.

Il faut tenir compte que

$$a = f(v_1)$$

en ce sens que la profondeur de la modulation dépend de la constitution du circuit de plaque de la première lampe.

Il n'y a aucune détection dans tout ceci ; l'apparition des fréquences auxiliaires est de l'ordre de ce que l'on constate à l'émission en radiophonie où il y a production de deux bandes de fréquence en plus de l'onde porteuse.

Dans le cas où l'onde incidente est modulée, on aura, u_1 étant sans changement :

$$u_1 = S(t) \times v_1 \sin \omega_1 t$$

d'où

$$U = v_2 \sin \omega_2 t (1 + akS(t) v_1 \sin \omega_1 t).$$

Comme ci-dessus, il vient

$$U = v_2 \sin \omega_2 t + akv_1 v_2 S(t) \sin \omega_1 t \times \sin \omega_2 t$$

Le premier terme est encore sans intérêt ; le second devient

$$\begin{aligned} & akv_1 v_2 S(t) \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t \\ &= \frac{1}{2} akv_1 v_2 S(t) \cos (\omega_1 - \omega_2) t \\ & - \frac{1}{2} akv_1 v_2 S(t) \cos (\omega_1 + \omega_2) t \end{aligned}$$

Ceci signifie seulement que la modulation incidente est transmise sans changement aux deux oscillations.

Ces différentes constatations expliquent les deux faits suivants :

- 1° Le système est très sensible ; l'amplification haute fréquence préalable — coefficient k — en est la cause ;
 2° Le système est très pur ; il n'y a que des termes en $S(t)$ et non en $S^2(t)$ comme précédemment.

Cette explication mathématique est excellente et nous satisfait pleinement ; mais correspond-elle exactement aux phénomènes tels qu'ils ont lieu ?

On peut objecter à ceci deux choses (à mon regret, je n'ai pu expérimenter ceci et je ne fais que des suggestions) :

D'une part, les courants produits se propagent tant dans l'oscillateur que dans la modulateur ; on doit pouvoir placer le tesla de liaison dans le circuit de plaque du premier ;

D'autre part, l'explication physique qui suit rend compte des mêmes phénomènes.

Pour décider entre les points de vue, il faudrait des oscillogrammes. La première position consistait à voir

dans ce qui se passe une modulation du courant local par les ondes incidentes ; la seconde va considérer l'oscillateur local comme un clapet permettant le fonctionnement du circuit de plaque de la première lampe ; c'est l'éclairage à fréquence variable d'un mobile en mouvement périodique à fréquence lui permettant d'en observer les phases au ralenti : j'ai nommé la stroboscopie.

L'objection au fonctionnement par modulation paraît être la petite quantité d'énergie incidente ; mais la faible amplitude des oscillations locales peut permettre une certaine profondeur. Ces questions sont posées ; les faits sont mis en relief, mais je ne prends aucune décision, n'ayant pas les éléments nécessaires.

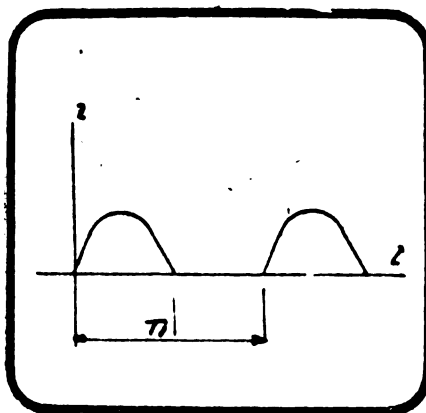


Fig. 6.

Il ne faudrait pas croire que l'on puisse ramener l'un des fonctionnements à l'autre ; ils sont irréductibles. Dans le premier, en effet, la lampe oscillatrice est le siège des phénomènes essentiels (la variation d'amplitude des oscillations engendrées) ; dans le second, au contraire, elle ne sert que de source haute tension pour la première lampe.

Examinons donc maintenant ce point de vue. La plaque de la lampe n'étant soumise qu'à une tension alternative haute fréquence de pulsation ω_2 , en l'absence de tout signal incident, le courant dans le circuit de plaque est de cette fréquence ; il n'y a production d'aucune énergie (par suite des qualités de sélectivité de l'amplificateur à moyenne fréquence) dans la suite du récepteur.

Dans le cas où il existe une tension sur la grille, due à des ondes incidentes, il n'en va plus de même. Il ne faut pas croire que l'on peut, avec la foi des équations de fonctionnement de la lampe à trois électrodes, écrire

$$ej = v_2 + kv_1$$

en désignant par j l'amplitude du courant de plaque. Cette expression n'est valable que lorsque le point de fonctionnement ne quitte pas la partie

rectiligne de la caractéristique. Or, ici, il n'en est rien, la tension de plaque étant négative pendant une demi-période. Ce n'est qu'en tenant compte des valeurs de ρ et k en chaque point, pour chaque valeur des tensions instantanées d'alimentation, qu'on pourrait agir ainsi.

Un raisonnement simple montre bien l'allure du phénomène. En l'absence de tout signal, le courant de plaque circule pendant la demi-alternance rendant le potentiel de cette électrode supérieur à celui du filament ; son intensité varie sensiblement d'une manière proportionnelle à la tension (par suite des petites valeurs de celle-ci). Quand la grille recevra des impulsions à une fréquence f_1 différente de f_2 , suivant le cas, il y aura accroissement de l'amplitude du courant (actions grille et plaque en phase) ou diminution (en sens inverse) avec toute la gamme des valeurs intermédiaires. L'amplitude du courant total varie donc à une fréquence $f_2 - f_1$ suivant l'allure des phénomènes stroboscopiques que nous retrouverons plus loin. L'excellent rendement viendrait de ce que la rectification est complète puisqu'aucun courant ne passe si la plaque est négative.

Je propose, toutefois, l'interprétation suivante qui pourrait tout mettre d'accord. Les ondes locales sont transmises à la plaque de la modulatrice, mais là, au lieu d'être toujours sinusoïdales, toutes les alternances négatives sont supprimées ; on se rendra compte facilement que dans ce cas

$$u_2 = \sqrt{v_2 \sin \omega_2 t}.$$

Ce sont ces oscillations qui sont modulées par les incidentes grâce à l'action de la grille ; ce ne serait plus par variation de la résistance filament plaque de la lampe modulatrice, mais par changement de la tension de la grille que se ferait la modulation. Ceci justifierait l'action du circuit de plaque de cette lampe seule, mais demande confirmation, je le répète.

Dans ce cas, on aurait comme formule de modulation :

$$U = u_1 (1 + ku_2)$$

avec

$$\begin{aligned} U &= \sqrt{v_2 \sin \omega_2 t} (1 + akv_1 \sin \omega_1 t) \\ &= \sqrt{v_2 \sin \omega_2 t} + akv_1 \sqrt{v_2 \sin \omega_2 t} \\ &\quad \times \sqrt{\sin \omega_1 t}. \end{aligned}$$

Le premier terme est sans intérêt.

Le second devient

$$\begin{aligned} & \sin^2 \omega_1 t \times \sin \omega_2 t \\ &= \sin \omega_1 t \times \sin \omega_1 t \times \sin \omega_2 t \\ &= \sin \omega_1 t \cos (\omega_1 - \omega_1) t \times \frac{1}{2} akv_1 \sqrt{v_2} \end{aligned}$$

ne refaisant le développement du produit $\sin \omega_1 t \times \sin \omega_1 t$

En appliquant la formule bien connue

$$\sin a \cos b = \frac{1}{2} \sin(a+b) + \frac{1}{2} \sin(a-b)$$

il vient

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} a k v_1 \sqrt{v_2} \sin \omega_1 t \times \cos(\omega_1 - \omega_2) t \\ &= \frac{1}{4} a k v_1 \sqrt{v_2} \sin(2\omega_1 - \omega_2) t \\ &+ \frac{1}{4} a k v_1 \sqrt{v_2} \sin \omega_2 t \end{aligned}$$

On peut vérifier cet essai d'explication puisque la seconde tension est en ω_2 et non $(\omega_1 + \omega_2)$.

Le battement abaisseur serait produit par le second harmonique de l'oscillateur ; là encore une expérimentation peut décider.

Cet exposé, que je regrette de ne pouvoir préciser plus, nous conduit aux réflexions suivantes :

1° Si on accepte le principe de la modulation par produit, il y a changement de fréquence sans détection ;

2° Si, au contraire, on admet la seconde explication, il y a détection et non plus modulation.

Dans tous les cas, l'amplification haute fréquence réalisée par la modulatrice est très sensible et le gain est important. Ce qui peut être reproché à un tel montage, est l'obligation d'employer deux lampes ; sans doute, l'emploi de lampes doubles modernes permettrait une simplification.

En tout cas, si le fonctionnement correspond bien à une modulation, certains éléments sont à surveiller ; si c'est à un phénomène stroboscopique que l'on a affaire, l'oscillatrice n'aurait plus comme rôle que la suppression du courant incident à une fréquence f_2 telle que

$$F_0 = F_2 - F_1$$

correspond à la fréquence de l'amplification moyenne fréquence.

Modulateur bigrille

Je ne puis mieux faire que de reprendre, pour ce montage, l'exposé fait par M. Barthélemy ; la question est complètement élucidée malgré toutes les difficultés rencontrées dans ce cas.

En désignant par v la tension de plaque,

k_1, k_2 , les coefficients d'amplification de chaque grille,
 u_1, u_2 , les tensions des grilles,
 j le courant de plaque,
 ρ la résistance interne de l'espace filament-plaque.

On a

$$v + k_1 u_1 + k_2 u_2 + \rho j = 0$$

On a toujours

$$u_1 = v_1 \sin \omega_1 t$$

$$u_2 = v_2 \sin \omega_2 t$$

en supposant que les ondes incidentes ne sont pas modulées, tout d'abord ; d'autre part, l'auteur a établi que lorsque la bigrille oscille, on a pour les amplitudes maxima

$$v_1 = v_0 + a u_2. (a)$$

Il vient donc

$$j = \frac{1}{\rho} [v + k_1 u_1 + k_2 u_2]$$

et

$$j = \frac{1}{\rho} [v + k_1 v_1 \sin \omega_1 t + k_2 v_2 \sin \omega_2 t]$$

ou, en tenant compte de (a)

$$\begin{aligned} j &= \frac{1}{\rho} [v + k_1 v_0 \sin \omega_1 t \\ &+ a k_1 v_2 \sin \omega_2 t \sin \omega_1 t + k_2 v_2 \sin \omega_2 t] \end{aligned}$$

Le terme en v , étant constant, n'est d'aucune importance.

Je vais examiner successivement l'importance de chaque terme. On a

$$\begin{aligned} & a k_1 v_2 \sin \omega_2 t \sin \omega_1 t \\ &= \frac{1}{2} a k_1 v_2 \cos(\omega_1 - \omega_2) t \\ &- \frac{1}{2} a k_1 v_2 \cos(\omega_1 + \omega_2) t \end{aligned}$$

L'expression de j se compose donc de quatre termes qui ont été étudiés à l'oscillographe par M. de Mare. On a :

$k_1 v_1 \sin \omega_1 t$ est prépondérant et j n'existe que pendant une demi-période de fréquence f_1 . Quand ce terme est négatif, j n'existe pas. Le terme en $\sin \omega_2 t$ est négligeable. On a donc

$$\begin{aligned} \rho j &= v + k_1 v_0 \sin \omega_1 t \\ &+ \frac{1}{2} a k_1 v_2 \cos(\omega_1 - \omega_2) t \\ &- \frac{1}{2} a k_1 v_2 \cos(\omega_1 + \omega_2) t \end{aligned}$$

■ ■ ■ ■ ■

Ici le phénomène demande à être analysé de beaucoup plus près ; l'étude est très intéressante et met en relief de nombreux points qui semblent bien être tombés dans l'oubli.

Ce courant de plaque agit dans un circuit qui comprend un circuit bouchon LC (fig. 5) ; le fonctionnement est très différent de celui du changeur à hétérodyne.

Le terme en ω_1 , étant prépondérant, l'absence d'oscillations incidentes, il y aura un courant plaque qui ouvre la forme représentée par la figure 6. Il y a discontinuité à une fréquence $2/f_1$. Mais en arrivant au circuit puissant du transformateur de liaison T_1 , le courant se partage en deux parties.

L'une traverse l'enroulement, l'autre charge la capacité.

Par un mécanisme analogue à ce qui se passe dans un redresseur n'utilisant qu'une seule alternance, si la fréquence f_1 est assez grande, la capacité suffisante, le courant conservera une amplitude à peu près constante dans ce circuit oscillant. J'ai déjà étudié cette question au sujet du redressement.

La première action de ce circuit en l'absence d'oscillations incidentes est de redonner dans le circuit T_1 la continuité au courant haché. Nous en tirerons des conclusions au sujet du dimensionnement de ce circuit.

Mathématiquement, dans les intervalles où passe le courant de plaque, on aura, en appelant

i_1 le courant dans la capacité,

i_2 le courant dans l'enroulement,

$$\begin{aligned} i_2 + CR \frac{di_2}{dt} + CL \frac{d^2 i_2}{dt^2} \\ = \frac{1}{\rho} [v + k_1 v_1 \sin \omega_1 t] \end{aligned}$$

cet RLC étant les constituants du circuit primaire.

Quand il n'y a aucun courant j , il advient

$$i_2 + RC \frac{di_2}{dt} + LC \frac{d^2 i_2}{dt^2} = 0$$

La conclusion essentielle est que, malgré la discontinuité du courant de plaque, il existe, dans l'enroulement L, un courant continu dont l'intensité est proportionnelle à la valeur moyenne de j .

(A suivre.)

A TRAVERS LE ROYAUME DES ONDES

Tour d'Europe radiophonique

par Alex^J SURCHAMP

■ ■ ■ ■ ■

ESPAGNE

SI à l'heure actuelle les programmes des stations espagnoles ont pris dans le monde sans-filiste une place enviable, les débuts furent plutôt modestes, nous pourrions même dire médiocres.

Les premiers auditeurs furent des galénistes qui, avec des appareils achetés à prix d'or, réussirent à capter de-ci, de-là quelques vagues émissions émanant de studios improvisés d'une station militaire ou d'un poste d'essai de l'Administration des P. T. T. L'écoute, certes, était mauvaise, mais elle était possible, et les Espagnols s'enthousiasmaient pour ce miracle des ondes. Quelques amateurs heureux réussirent à entendre les voix anglaises. Ce fut du délire !

Premiers essais.

Dès 1922, une station, « Radio Iberica », commença à effectuer des émissions intermittentes au cours desquelles les disques d'un gramophone alternaient avec des morceaux de chant ou des instruments qui, à la vérité, produisaient un bruit étrange et sans grande harmonie. Livrée à ses propres ressources, privée de tout appui gouvernemental, la société de gérance dut s'enquérir de moyens susceptibles de lui assurer une « matérielle » indispensable.

On eut recours à l'inévitable publicité qui ne donna malheureusement pas ce qu'on attendait d'elle : la réclame, comme la musique, avait quelque peine à se frayer un passage à travers le rudimentaire appareil d'une précaire installation. On essaya de vendre du matériel radio-électrique : les Espagnols n'achetèrent pas. On essaya de créer des associations d'auditeurs : elles eurent des existences éphémères et la situation allait chaque jour s'empirant.

Le Gouvernement finit par s'en émouvoir mais, au lieu de placer quelques sacs de pesetas dans le studio, il se contenta d'y faire apposer un tableau des heures d'émission. Le remède, comme bien on pense, fut sans grand effet. Il fallait trouver autre chose.

Des hommes de bonne volonté — techniciens, gens d'affaires, amateurs — se concertèrent pour proposer au Gouvernement la formation d'un groupement qui réunirait les firmes électriques les plus importantes du pays et qui établirait un plan d'organisation radiophonique, analogue à celui adopté en Angleterre et réalisé par la B.B.C.

Un statut provisoire.

L'administration prit peur. Elle agita le spectre du monopole et, pour couper court à toutes ces initiatives intermittentes, elle prépara un projet de réglementation provisoire basée sur le principe de la liberté absolue. Il suffisait, pour avoir le droit de construire une station, de satisfaire à un minimum de conditions techniques très faciles à remplir. Le ministère des Postes se réservait le droit d'octroyer les licences aux auditeurs et les postes avaient, pour vivre, la faculté de faire de la publicité au cours de leurs émissions. Approuvé par le Parlement, ce statut provisoire ne devait avoir qu'une durée d'un an, après quoi, l'expérience aidant, il serait remplacé par une réglementation plus complète et plus durable. En Espagne, comme dans beaucoup d'autres pays, le provisoire a une durée souvent définitive, et durant 6 ans, la radiodiffusion espagnole fut régie par le statut de 1923.

Sous un pareil régime de liberté, il n'est pas surprenant que le nombre des stations espagnoles se soit rapidement élevé : en quelques mois, 26 concessions furent accordées par le Gouvernement. La qualité était, hélas ! en raison inverse de la quantité. Les sociétés concessionnaires se contentèrent de réunir le matériel strictement indispensable pour satisfaire aux conditions techniques imposées. De modulation, de programmes, il n'était point question. La publicité seule entraînait en ligne de compte. D'autre part, les sociétés de gérance étaient plus riches d'espérance que de capitaux. Aussi, après quelques mois seulement d'une existence précaire, la plupart des stations devinrent pour ainsi dire muettes. Quelques-unes finirent par là où elles auraient dû commencer : elles modernisèrent leurs installations et firent appel dans ce but à l'aide technique d'ingénieurs anglais et allemands. Leurs émissions furent meilleures mais, comme il fallait vivre, la publicité prit une place telle que les trois quarts des programmes lui étaient consacrés. Seule l'Association nationale de T.S.F. de Barcelone — groupement composé d'auditeurs et de commerçants — réussit à maintenir quelque intérêt à ses émissions en transmettant fréquemment, grâce à un poste de 50 watts de puissance, les opéras du Lyceum.

La bonne voie

Cependant, en 1925, un beau soir de juin, on entendit une émission espagnole d'une pureté et d'une netteté qui n'étaient pas de règle. Le piano d'or-

chestre avait vraiment l'air d'un piano et la señorina chanteuse avait vraiment une voix de chanteuse. On crut à une blague, à une mystification. Pour un peu, on eût crié au scandale. La première surprise passée, les auditeurs attentifs et surpris apprirent qu'ils agissaient d'une station nouvelle installée à Madrid par les soins de l'Union Radio.

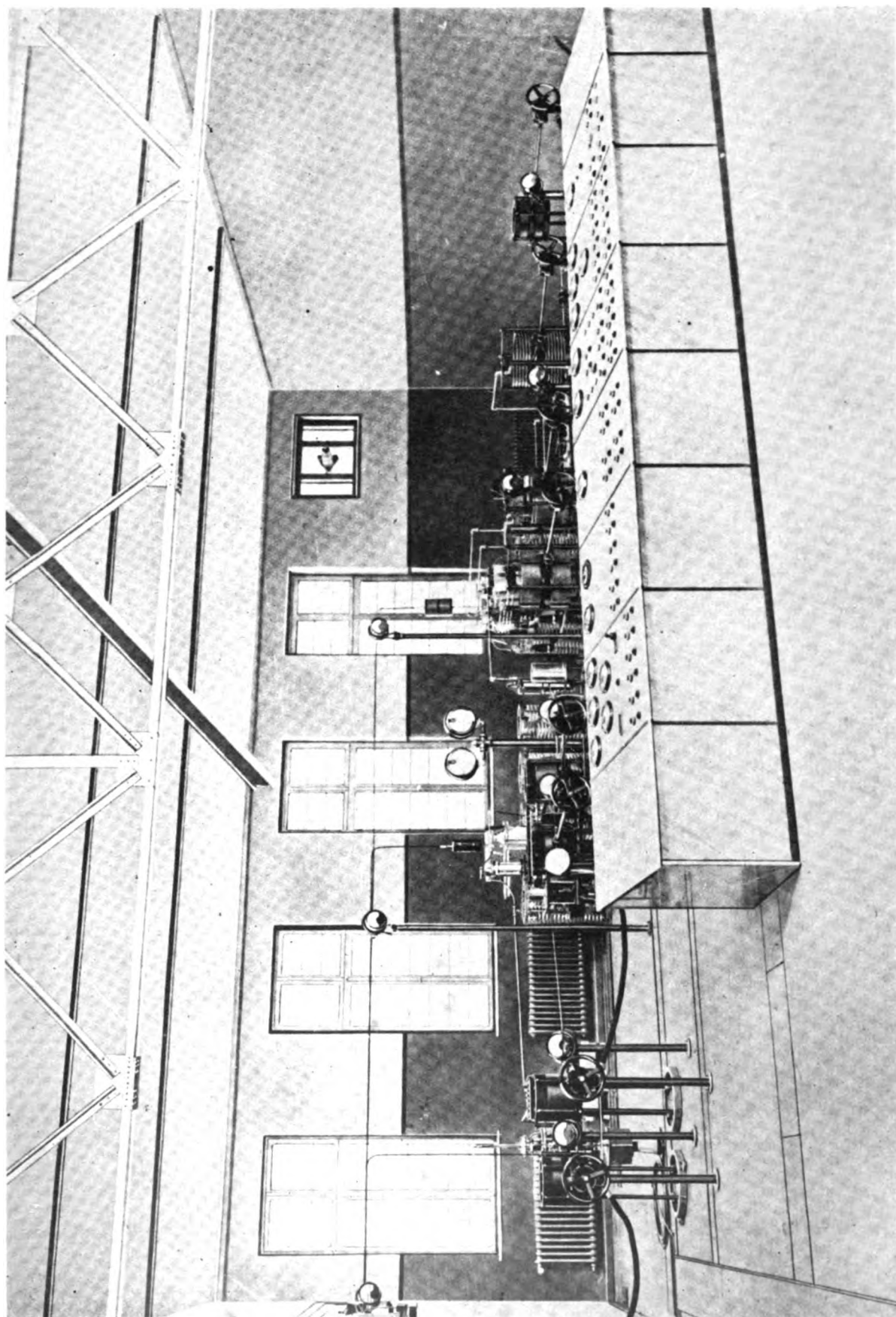
Ce premier essai heureux fut suivi de beaucoup d'autres pareils. La nouvelle société apporta, avec des méthodes neuves, des installations modernes. Le roi d'Espagne en personne vint inaugurer la station madrilène. C'était le succès. Des efforts furent tentés en vue d'une action commune entre l'ancienne et la nouvelle société concessionnaire, Radio-Iberica et Union-Radio. Ils n'aboutirent pas. L'adoption préféra se retirer honorablement de la lutte. C'est pourquoi un arrêté royal, pris en 1928, a annulé la concession accordée à Radio-Iberica qui n'avait transmis aucun programme régulier depuis plusieurs mois.

L'Union-Radio reste donc maîtresse de la place. Après quatre ans de patients efforts, de constantes améliorations, l'ingénieur directeur de l'Union, M. Ricardo Urgoiti peut être fier des résultats obtenus. Il a donné à la radiophonie espagnole une impulsion et un effort que ne laissait pas espérer la période stagnante et chaotique du début.

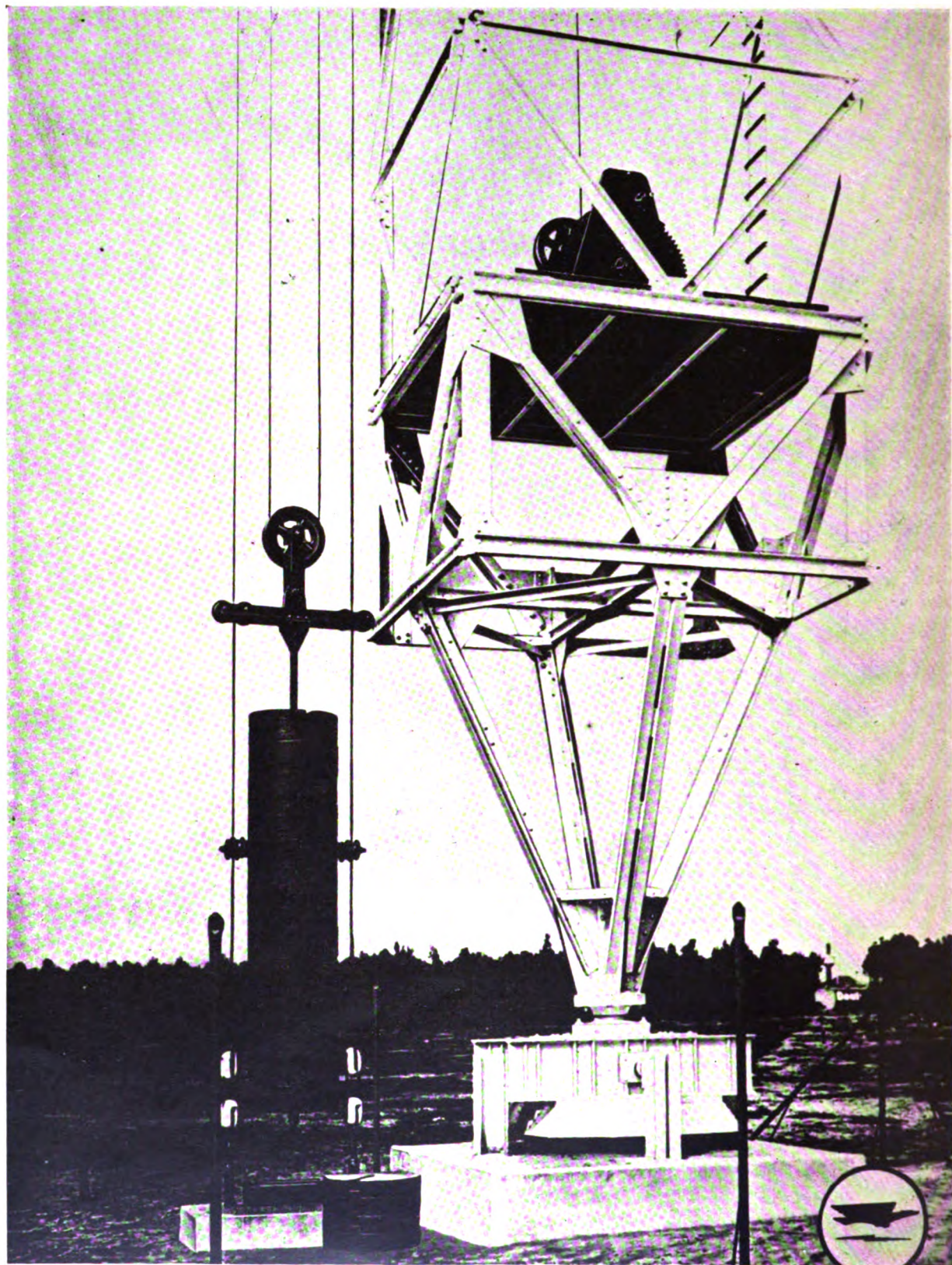
Vers une organisation définitive.

Privées de tout appui gouvernemental et de toute subvention officielle, les stations espagnoles durent, pour assurer leur existence, faire appel aux contributions volontaires de sociétés privées. C'est ainsi que se constituèrent dès 1925 des associations d'auditeurs, dont les membres, en versant une modeste cotisation, — une peseta, en général — permirent l'organisation de quelques programmes intéressants. Les deux groupements les plus puissants sont l'Union des radiophiles de Madrid, qui subventionne les stations de l'Union radio de Madrid, Séville, Bilbao et Saint-Sébastien, et l'Association nationale de radiodiffusion de Barcelone, qui gère le poste de Radio Barcelone. D'autres groupements de moindre importance existent à Oviedo, Carthagène, Almería, etc.

Jusqu'au mois de juillet dernier, l'Etat percevait une somme de cinq pesetas sur chaque licence accordée, perception assurée par l'administration des Postes. Les sommes ainsi recueillies n'étaient d'ailleurs pas d'un total très élevé. Bien que le nombre des auditeurs espagnols fût estimé à envi-



SALLE DES COMMANDES DE KENIGWUSTERHAUSEN.



A KÖNIGWUSTERHAUSEN. — PIED DE PYLON D'ANTENNE.

| STATIONS | Puissance | Fréquence en kilohertz | Longueur d'onde | Observations |
|----------------------------|-----------|------------------------|-----------------|----------------|
| Bilbao EAJ9 | 0.5 | 1550 | 200 | Plan de Prague |
| Cadix EAJ3 | 0.5 | 1310 | 229 | — |
| Madrid (Radio Espana EAJ2) | 0.5 | 750 | 400 | — |
| Madrid (Union-Radio) EAJ7 | 1 | 707 | 424 | — |
| Oviedo | 0.7 | 956 | 314 | — |
| Salamanque EAJ22 | 1 | 662 | 453 | — |
| St-Sébastien EAJ8 | 8 | 743 | 403 | — |
| Séville EAJ5 | 1.5 | 815 | 368 | — |
| Almeria AEJ18 | 1 | 1193 | 251 | — |
| Barcelone | 8 | 860 | 349 | — |
| Barcelone (Radio Cataluna) | 1 | 1121 | 268 | — |
| Cartagène EAJ16 | 0.40 | 1220 | 246 | — |

ron 500.000, le chiffre des licences accordées n'a jamais dépassé 16.000.

Le 26 juillet 1929, un décret paru dans la *Gazette de Madrid* a fixé les conditions nouvelles du régime radiophonique espagnol. Le tarif des taxes a été modifié : 1 peseta par appareil à galène, 5 pesetas par appareil à lampes, plus 5 % sur la vente de tous les appareils et accessoires.

90 % des ressources ainsi réalisées vont aux compagnies d'exploitation, qui sont en outre autorisées à faire de la publicité sous réserve cependant que cette publicité n'excédera pas 100 mots à l'heure.

Ce même décret stipule que les personnes qui veulent prendre des actions dans les Sociétés radiophoniques doivent être de nationalité espagnole, ainsi que 90 % du personnel administratif actif et technique des stations. De plus, le Gouvernement se réserve le droit de racheter telle station qu'il lui plaira, moyennant un prix à débattre. Les stations ainsi rachetées auront la possibilité de continuer leurs émissions jusqu'au terme de la concession qui leur a été accordée, sans toutefois, pour cela, pouvoir prétendre participer à la répartition des ressources provenant de la taxe et de la publicité.

Mesures quelque peu draconiennes, comme on le voit, qui s'inspirent de celles édictées en Italie, il y a quelques mois, par M. Mussolini.

Enfin, le Gouvernement, dans son projet de réorganisation, a prévu l'installation de 18 stations dans différentes villes du royaume, une augmentation de la puissance des stations de Madrid (20 kw.) et Barcelone (10 kw.), et la création d'un poste à ondes courtes pour assurer la communication de la péninsule avec les régions sud-américaines dans lesquelles la langue espagnole est en usage.

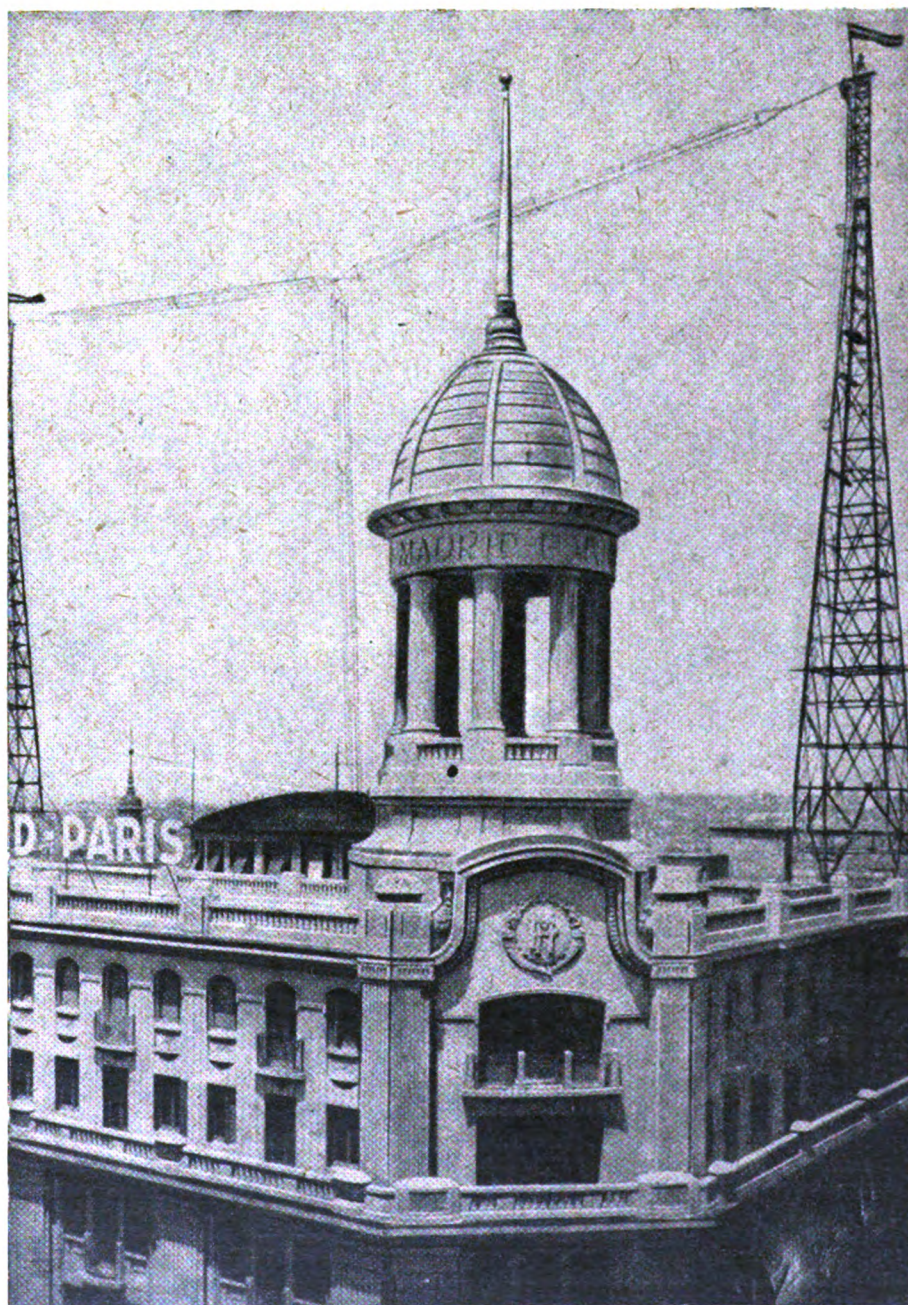
Les programmes.

Au point de vue des émissions, la radio espagnole est caractérisée par le nombre et l'importance des relais. Il n'est guère de manifestation à laquelle le micro ne soit pas convié. Football, courses de taureaux, réunions politiques, fêtes religieuses, comme par exemple celles de la Semaine Sainte à Séville, fêtes militaires, représentations théâtrales, constituent la matière habituelle des programmes. Certaines stations régionales s'efforcent de mettre systématiquement en valeur tous les éléments intellectuels et artistiques des provinces. C'est ainsi qu'à Barcelone, par exemple, le micro est transporté

ses ressources économiques, puis des lectures faites par les poètes du lieu.

Dans le domaine artistique, les émissions présentent une grande variété. Les œuvres des maîtres classiques, tout comme celles des compositeurs les plus modernes, sont interprétées au studio. Opéras, sélections d'opéras, opéras-comiques, alternent avec le drame, la comédie, les concerts symphoniques ou les conférences éducatives. Les émetteurs de Barcelone, Bilbao, Saint-Sébastien, Séville, Salamanque et Cadix, pourvus des derniers perfectionnements de la technique moderne, permettent des retransmissions qui font rayonner dans toutes les provinces la culture de la capitale. Comme, d'autre part, le réseau téléphonique espagnol a été récemment réorganisé et que de nombreux circuits nouveaux ont été construits,

tour à tour dans chaque ville de la région. Les émissions organisées par des éléments locaux comportent une description de la ville, l'énumération de



L'antenne de la station EAJ-7, Union Radio de Madrid.

les retransmissions s'effectuent dans des conditions techniques particulièrement favorables.

Quelques stations. — Madrid EAJ 7.

Sur le toit d'un des plus grands magasins de la capitale espagnole, s'élèvent deux pylônes métalliques qui supportent l'antenne de la station de Madrid EAJ7, le premier poste

le roi Alphonse XIII lui-même venait inaugurer la nouvelle station qui ne devait pas tarder à se classer au premier rang des stations espagnoles. C'est qu'en effet l'Union-Radio a apporté un soin tout particulier à la gestion de Radio-Madrid.

L'installation technique a été constamment perfectionnée : en novembre 1928, un émetteur du type Q Marconi a remplacé l'ancien et actuellement

Deux fois par semaine le poste de Madrid relaie les spectacles du célèbre théâtre Licéo de Barcelone.

Pour commémorer la mort de Schubert, l'Union-Radio a inscrit dans ses programmes des œuvres complètes du compositeur viennois. C'est ainsi que *Rosamunda* a été intégralement radiodiffusé, à la grande satisfaction des sans-filistes qui ne connaissaient de cette œuvre que les quelques



Appareils émetteurs de EAJ-1.

construit par l'Union-Radio S. A. Espagne. Quand les autorités madrilènes furent saisies du projet de construction de cette station, elles furent sur le point de refuser l'autorisation qui leur était demandée, tant elles craignaient que les pylônes ne vinssent déparer l'esthétique du lieu. Il fallut leur faire remarquer que les magasins « Madrid-Paris », situés en bordure d'une rue très étroite, avaient une hauteur d'au moins 30 mètres et qu'en conséquence les passants seraient dans l'impossibilité de s'apercevoir d'une profanation artistique quelconque, si tant il est vrai qu'il y eût profanation.

L'autorisation, un moment compromise, fut donc accordée et en juin 1925,

encore des travaux sont en cours pour augmenter la puissance du poste.

Une commission, composée des notabilités du monde littéraire, artistique et musical, élabore des programmes de choix. Les orchestres municipaux, comme l'orchestre symphonique de Madrid qui comprend 80 exécutants, les musiques régimentaires, sont appelés au studio de la Gran Via. Les concerts, « Métal », ainsi appelés parce qu'ils sont subventionnés par cette firme, sont non seulement diffusés dans toute l'Espagne, mais ils peuvent être écoutés, lors de leur exécution, au théâtre Alcazar, par les abonnés de l'Union-Radio, qui sont admis dans la salle moyennant une légère redevance.

fragments qu'ils avaient entendu jouer dans les salles de concert.

Il n'est pas jusqu'à ses « premières » de théâtre qu'ne soient radiodiffusées par EAJ 7, comme ce fut le cas récemment pour *Las Hugueros de San Juan*, pour laquelle l'auteur, M. Luca de Tena, avait demandé le concours de la radio.

A ces heureuses initiatives qui témoignent une activité toujours en éveil, les dirigeants de l'Union-Radio en ont ajouté d'autres, plus matérielles, mais non moins appréciées. C'est ainsi, par exemple, que les plus grands journaux de Madrid reproduisent quotidiennement des « notices » qui résument, à l'aide de courts commentaires, les principales émissions de la

journée. Un service spécial de « notices par correspondance » a été institué à l'usage des agriculteurs.

Aussi les auditeurs n'ont pas tardé à s'apercevoir combien les directeurs de l'Union-Radio tenaient à les satisfaire. Ils se sont émus de tant de sollicitude et, par reconnaissance, ils ont envoyé leur adhésion à une société qui témoignait un tel désir de bien faire. Les ressources devenant de jour en jour plus nombreuses, les émissions n'ont pas cessé de s'améliorer. On a pu faire des projets pour l'avenir, notamment dans le domaine des retransmissions internationales. Des pourparlers ont été engagés dans ce but avec les principaux pays d'Europe, la Belgique, l'Angleterre, la Suède, la Norvège, la France, la Suisse et l'Italie.

L'Union Radio aura eu le grand mérite de redonner aux Espagnols l'amour de la T. S. F que les errements du début leur avaient fait perdre. Il est juste que ses efforts trouvent dans la considération dont elle jouit dans le monde radiophonique, la récompense due à son intelligente activité.

BARCELONE

A Barcelone, le poste Radio-Barcelona EAJ1 érigé au mont Tibidabo, à 580 mètres d'altitude, dans le parc de l'hôtel Florida, et le poste Radio-Cataluna, installé dans la ville même, émettent les mêmes programmes.

C'est à Radio-Barcelone que se trouve le speaker Toreski, ex-comique ventriloque, que l'âge a éloigné de la scène et qui fait valoir ses dons devant le micro. Toreski a créé au studio un personnage imaginaire, El Miliori, qui représente le « titi » de Barcelone avec réparties faciles et à la langue bien pendue. El Miliori, qui ne s'exprime qu'en catalan, jouit dans toute la province d'une réputation égale à celle du Dictateur lui-même.

Les deux stations catalanes ont considérablement augmenté leur puissance, à l'occasion de l'Exposition

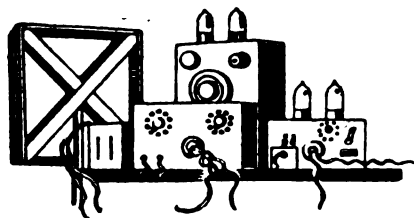


de Barcelone. Elles ont, d'ailleurs, à l'occasion de cette manifestation, accompli un magnifique effort de propagande.

Agissant en étroite collaboration, l'Association internationale de Radio-diffusion et l'Union-Radio avaient fait placer des microphones dans tous les « points stratégiques » de l'Exposition, tels que Palais National, Pueblo Espanol Pavillon de l'Etat, Maison de la Presse, Théâtre, Stade, Section étrangère, etc. Tous les jours des rubriques spéciales de radiophonie étaient consacrées à l'Exposition et des transmissions télé-

photographiques venaient illustrer les informations. Des haut-parleurs étaient installés en plein air pour la reproduction des concerts et des conférences. Grâce à la coopération de la Compagnie des Téléphones, les programmes des émissions de Séville et de Madrid pouvaient être relayés par Barcelone, de même que les programmes des Expositions de Barcelone et de Madrid pouvaient être échangés.

On peut voir là une preuve du rôle important que peut jouer la Radio lorsqu'elle est judicieusement utilisée aux fins de propagande nationale.



CONSEILS d'un BRICOLEUR

MONTAGES

NOUS nous proposons maintenant de passer en revue les divers montages amplificateurs B.F. Comme nous le laissons entendre à nos lecteurs dans le dernier numéro, ce chapitre est très chargé et nous nous contenterons de parler seulement des procédés les plus employés.

S'il en est un qui supplante les autres c'est bien celui représenté par la figure 14, à cause de sa simplicité et de son excellent rendement : c'est le classique montage à transformateur. Chaque connaît ce schéma : les variations d'intensité du circuit plaque de la lampe précédente sont transformées en variations de potentiel par un transformateur T, lesquelles variations sont appliquées à la grille de la lampe amplificatrice. Le courant amplifié est disponible dans le circuit plaque de celle-ci entre A₁ et B₁.

Une variante du montage à transfo, ayant connu il y a quelques années la

faveur de beaucoup d'amateurs, est représentée par la figure 15, c'est le

montage à auto-transformateur. Ici les deux enroulements de l'appareil

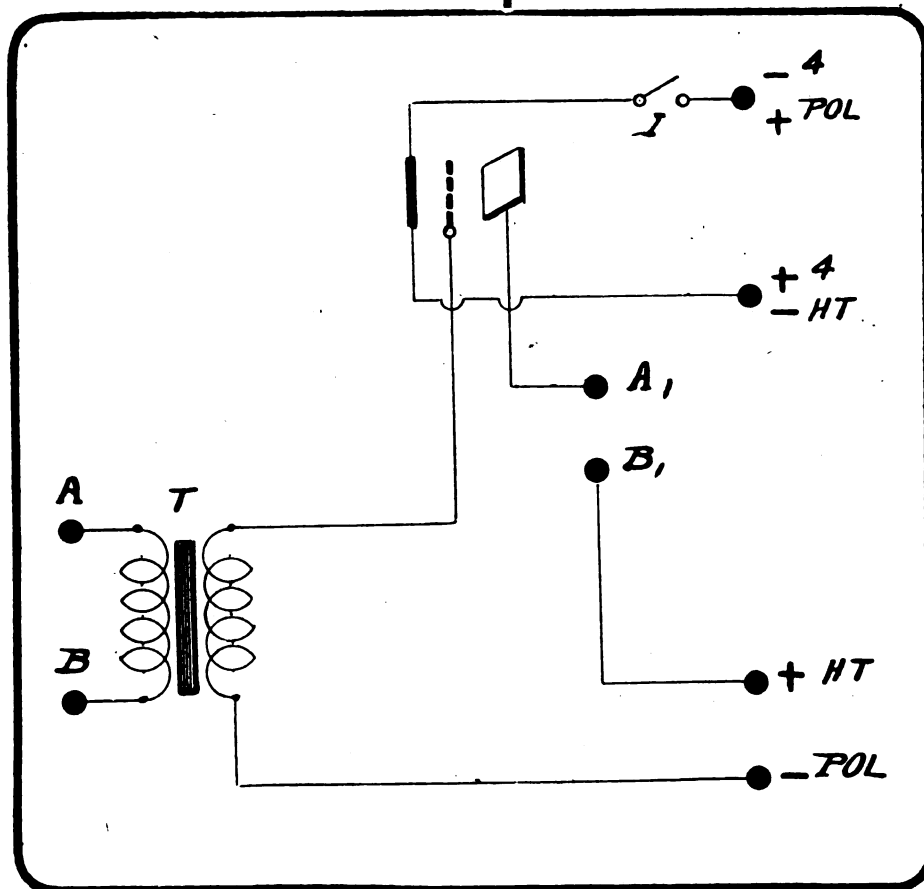


Fig. 14.

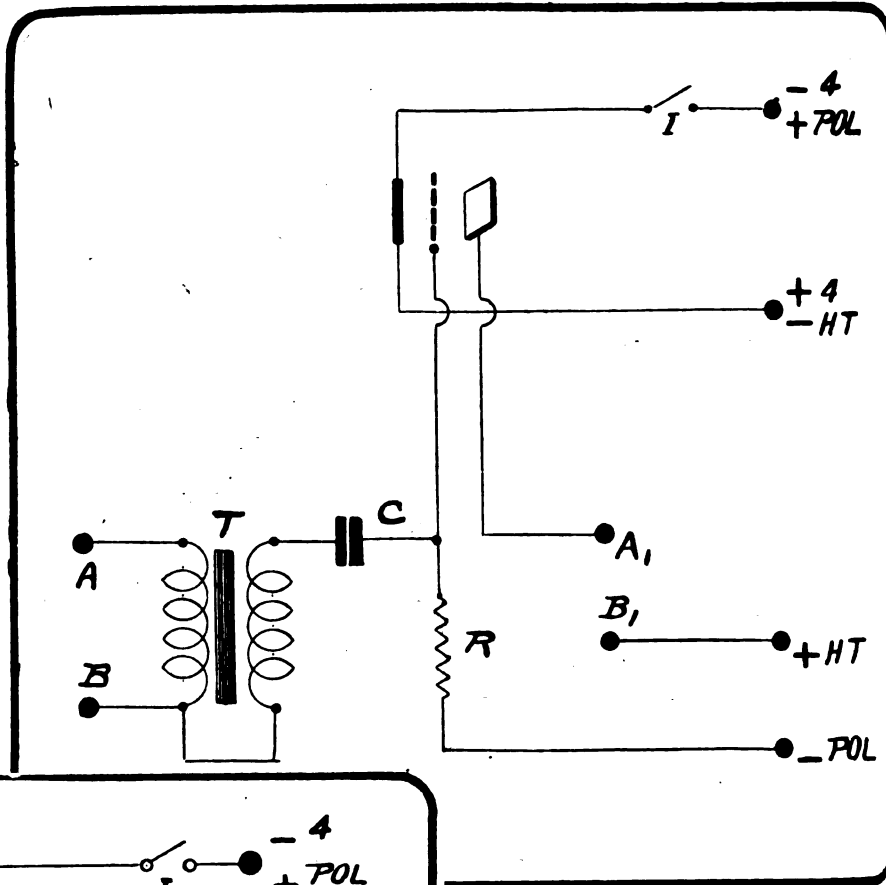


Fig. 15.

de liaison ont un point commun, le primaire se trouve toujours intercalé en série dans le circuit plaque de la lampe précédente, mais le secondaire attaque la grille de l'amplificatrice par l'intermédiaire d'un condensateur C dont la valeur peut être comprise entre quelques centièmes de μF et deux μF . En général 1/10 convient très bien. Une résistance R de 1 mégohm permet de maintenir le potentiel de grille à un point convenable.

Les figures 16 et 17 se rapportent à l'amplification à impédance, moyen excellent entre tous, mais donnant un coefficient d'amplification moindre que le montage à transformateur (l'on ne bénéficie que du coefficient de la lampe). La valeur de l'impédance S n'a rien d'absolu, les divers auteurs ayant traité de la question préconisent les uns 5 henrys, d'autres une vingtaine.

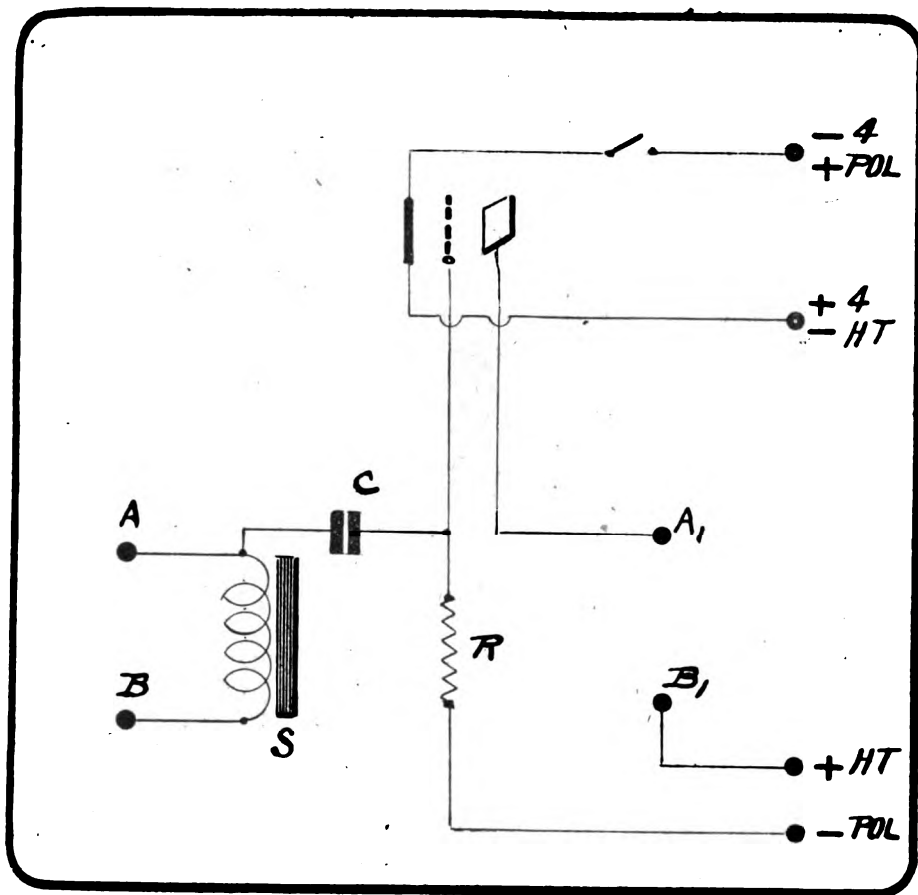


Fig. 16.

tention de bons résultats est d'employer tout d'abord du bon matériel et ensuite des lampes appropriées aux fonctions qu'elles ont à remplir.

Pour un premier étage, le transformateur, dans les cas des figures 15 et 16, aura un rapport de $1/4$ ou $1/3$, en deuxième étage ce rapport ne doit être que $1/2$ ou $1/1$. Un bon transfo, qu'il sorte de chez X..., Y... ou Z..., ne coûte *jamais moins* de 70 à 75 francs. Au-dessous de ce prix l'on ne peut vous offrir que des appareils médiocres ou mauvais n'amplifiant pas les notes basses et très hautes, et exagérant les fréquences comprises entre 600 et 800 périodes, ces transfos sont excellents pour la télégraphie mais ne sauraient trouver leur place dans un récepteur radio-téléphonique qui se respecte.

Il est à remarquer que nous n'avons pas prévu de rhéostat, mais un interrupteur I, qui commandera du reste l'allumage de toutes les lampes du récepteur. Il y a là une chose que nous tenons à bien mettre au point une fois pour toutes : les lampes modernes prévues pour le chauffage par accumulateur de 4 volts fonctionnent normale-

taine, voire même 50, 100 et plus... Les constructeurs, d'autre part, mettent sur le marché des selfs très différentes et le résultat de tout ceci est que les amateurs sont bien embarrassés, et il y a de quoi. Il n'y a cependant pas lieu de s'alarmer, toutes les selfs dites « impédances B. F. » du commerce conviennent, quelle que soit leur marque, à condition qu'elles aient bonne mine, c'est-à-dire possèdent fer et fil en quantité suffisante.

Le condensateur C et la résistance R sont de mêmes caractéristiques que dans la figure 15. Nous conseillons toutefois à nos lecteurs le schéma 17 où le retour de grille se fait par l'intermédiaire d'une self S_1 identique à S.

Dans les quatre montages que nous venons de voir, les bornes A et B sont à relier respectivement à la plaque de la lampe précédente ou à la galène (bornes 3-6 ou A_1 suivant les cas) et à la batterie HT de cette lampe, ou à la terre (bornes 4-7 ou B_1). Les bornes A_1 et B_1 servent à relier soit l'étage suivant, soit le téléphone ou un circuit de sortie dont nous parlerons la prochaine fois.

Une condition importante à l'ob-

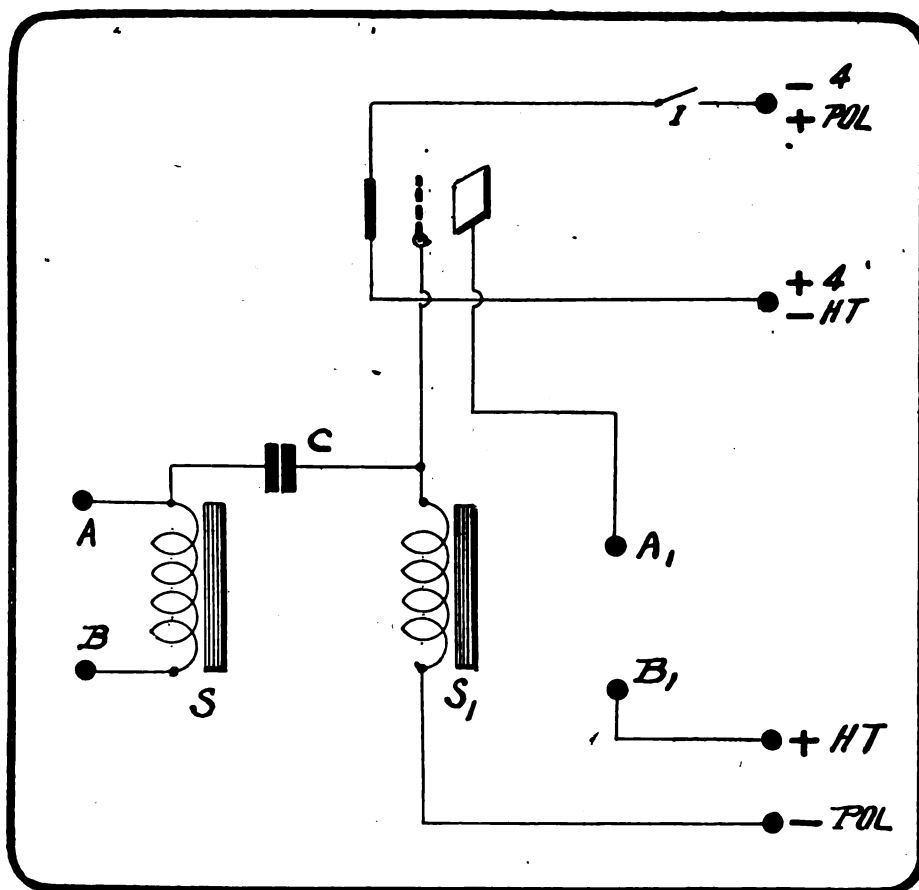


Fig. 17.

ment avec cette tension ; de plus il n'y a aucun inconvénient de les allumer et éteindre brutalement, car les nouveaux filaments à oxyde employés par tous les constructeurs sont mécaniquement beaucoup plus résistants que les filaments thoriés des anciennes « micros » et fonctionnent à basse température ; la dilatation à l'allumage et la contraction à l'extinction sont donc très réduites, ce qui élimine les risques de rupture. Le montage de ces filaments en V ou W sert encore cette cause. Nous ne voulons pas dire qu'il ne faut pas de rhéostats sur un récepteur, il est de nombreux cas où ces appareils trouvent place, tels que changeur de fréquence bigrille, détectrice à réaction, M.F. ou H.F. à écran en deux étages, etc., mais pour ce qui nous intéresse aujourd'hui, point de rhéostat.

Quelles lampes faut-il employer en B.F. ? Consultez les tableaux ci-contre, vous serez fixés pour la plupart des cas.

Il est possible d'établir encore d'autres combinaisons, ainsi si l'on ne désire qu'une puissance moyenne avec étage unique il n'est pas nécessaire d'employer des bigrilles spéciales et les lampes du dernier tableau font très bien l'affaire. Mais en tout cas, il faut se rappeler que plus le courant à amplifier est fort, plus les lampes employées doivent être puissantes et fonctionner avec une tension plaque élevée sous peine de déformations importantes.

La prochaine fois, nous parlerons de l'amplification à résistance, et en push-pull, ainsi que de l'amplification

POUR ÉTAGE UNIQUE

| Marques | Types | Volts plaque à appliquer | Volts grille négatifs | Liaison par |
|---------------------|-------|--------------------------|-----------------------|---------------------------|
| Fotos..... | D 100 | 120 à 150 v. | 12 à 15 v. | transfo
1/4
ou self |
| Gécovalve..... | S 410 | — | — | |
| Métal..... | DX 3 | — | — | |
| Philips..... | B 443 | — | — | |
| Radiotechnique..... | R 79 | — | — | |

POUR 1^{er} ÉTAGE

| Marques | Types | Volts plaque | Volts grille | | Liaison par |
|----------------------|-----------|--------------|--------------|-----|-------------|
| | | | (a) | (b) | |
| Fotos..... | D9 ou D15 | 80 | 0 | 4 | Transfo |
| Gécovalve..... | L 410 | — | 0 | 4 | |
| | P 410 | — | 3 | 6 | |
| | DZ 908 | — | 0 | 4 | |
| Métal..... | DZ 1508 | — | 1,5 | 4 | |
| | DX 804 | — | 1,5 | 6 | ou
self |
| Philips..... | A 409 | — | 0 | 4 | |
| | A 415 | — | 0 | 4 | |
| Radio technique..... | R 75 | — | 0 | 4 | |
| | R 76 | — | 0 | 3 | |

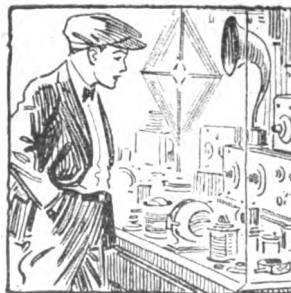
(a) Pour amplification dernière détectrice seule.
(b) Pour amplification dernière détectrice précédée d'ampli H.F.

POUR ÉTAGE FINAL (Deuxième étage)

| Marques | Types | Volts plaque | Volts grille | Liaison par |
|---------------------|--------|--------------|--------------|-------------|
| Fotos..... | D 5 | 120 | 10 | Self |
| Gécovalve..... | P 425 | 120 | 12 | — |
| Métal..... | DY 604 | 120 | 12 | — |
| Philips..... | B 406 | 120 | 6 | — |
| Philips..... | B 405 | 120 | 10 | — |
| Radiotechnique..... | R 77 | 120 | 10 | — |
| Fotos..... | D 5 | 160 | 18 | Transfo |
| Gécovalve..... | P 425 | 160 | 16 | |
| Métal..... | DY 604 | 150 | 12 | |
| Métal..... | DX 502 | 160 | 15 | |
| Philips..... | B 405 | 150 | 15 | |
| Philips..... | B 403 | 160 | 30 | — |
| Radiotechnique..... | R 77 | 160 | 20 | — |

de puissance. Nous verrons également quelles sont les pannes qui peuvent

affecter cette partie des récepteurs ainsi que les remèdes à apporter.



LES BREVETS

par Ch. FABER, Ingénieur Radio E. C. P.

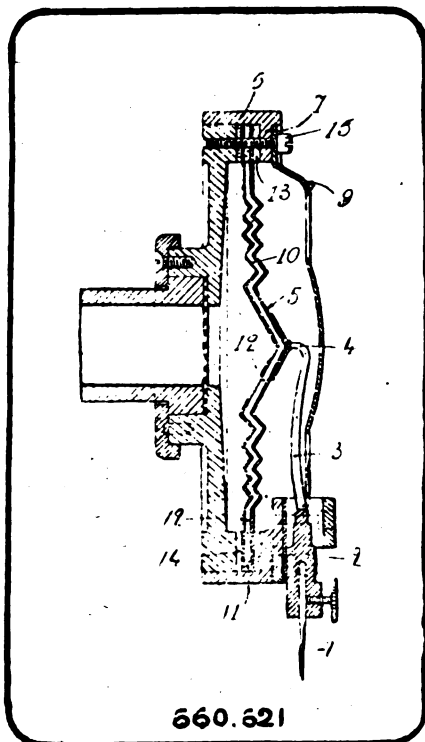
■ ■ ■ ■ ■

QUELQUES BREVETS FRANÇAIS

UN DIAPHRAGME.

M. G. A. OLIVETTI, dans son brevet n° 660.621, présente un diaphragme comportant deux membranes ménageant entre elles une chambre étanche d'épaisseur constante aussi réduite que possible et pouvant trouver son application soit en T. S. F., soit en reproduction phonographique. Il doit permettre d'atténuer sensiblement les bruits parasites dus aux vibrations provoquées par le moteur magnétique ou par le diaphragme.

L'aiguille 1, serrée comme à l'ordinaire dans le porte-aiguille 2, transmet les



660.621

vibrations mécaniques que lui imprime le disque à la membrane 5 par l'intermédiaire du levier 3 rendu solidaire de cette dernière par la partie coudée 4. Une seconde membrane 10, de forme identique à celle de la membrane 5, est disposée parallèlement à celle-ci, l'intervalle constant étant assuré par la rondelle 11 et l'ensemble étant maintenu par le boîtier 6 et serré par les vis 15.

L'inventeur prévoit le remplissage de l'intervalle formé entre les deux membranes soit par un gaz quelconque, soit par un liquide visqueux ou oléagineux.

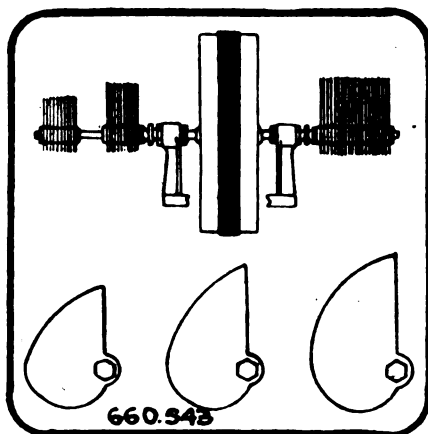
COMMANDE UNIQUE DE CONDENSATEURS.

Le brevet 660.543 des Etablissements Cholin, Ferry et Paul décrit un système dans lequel les rotors des condensateurs

Nous publions ci-dessous les caractéristiques essentielles des principaux brevets français et étrangers. Pour pouvoir en donner le plus grand nombre, nous sommes obligés d'en condenser la description et les dessins. Aux lecteurs qui désireraient des renseignements complets, nous pouvons fournir la copie entière des brevets qui les intéresseraient plus particulièrement.

S'adresser au "Service des Brevets de "Radioélectricité et Q. S. T. Réunis" qui fournit gratuitement tous renseignements sur les questions de brevets, marques ou modèles.

d'accord et d'hétérodyne ou de résonance sont calés sur un même axe. On



donne aux lames des condensateurs des formes différentes appropriées de telle

sorte que, lorsque le condensateur d'accord, par exemple, se trouve réglé à une capacité donnée correspondant à un poste déterminé, le condensateur de résonance ou d'hétérodyne se trouve automatiquement réglé à une capacité correspondante.

Dans l'exemple représenté au brevet, le dispositif comporte trois condensateurs: A étant celui d'accord, B et C ceux d'hétérodyne pour grandes et petites ondes. Ils ont leurs rotors calés sur le même axe D commandé par le bouton unique E. Un contacteur approprié permet, suivant le cas, de mettre en circuit soit B, soit C.

Les lames des différents condensateurs peuvent être conjuguées de manière qu'il existe entre les déplacements angulaires des rotors une relation linéaire quelconque.

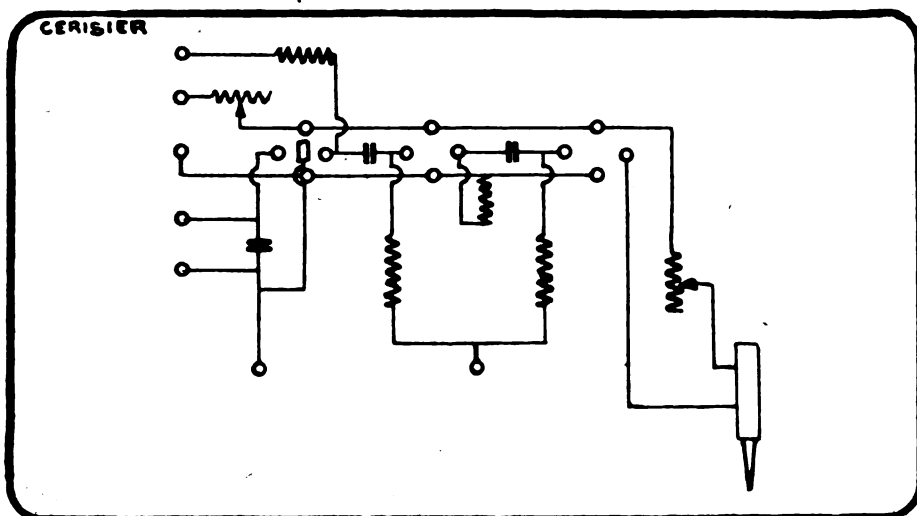
UN AMPLI-PHONO A CONTRÔLE DE VOLUME AU DÉPART.

L'invention de M. Cerisier est relative à un ampli-phono, basse fréquence à trois étages liés par résistances et capacités et comportant un organe de contrôle du volume de son disposé en série avec le pick-up avant l'entrée de l'amplificateur. L'organe de contrôle peut être une résistance variable de valeur appropriée permettant d'agir directement sur des oscillations acoustiques de faible amplitude, donc en limitant les risques de déformation. L'amplification peut être limitée à volonté en donnant à la résistance introduite dans le circuit une valeur convenable.

Le schéma donne clairement le mode de réalisation de l'invention.

L'avantage de ce dispositif réside dans la possibilité de régler l'intensité des oscillations dès le départ du pick-up.

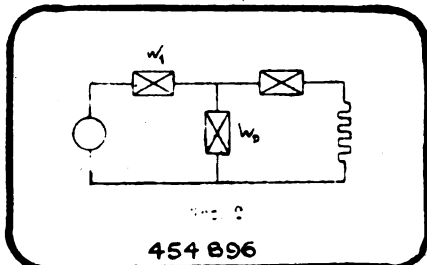
L'expérience a d'ailleurs prouvé tout l'intérêt de ce système.



DES BREVETS ALLEMANDS

N° 454.896. — TELEFUNKEN GESELLSCHAFT.

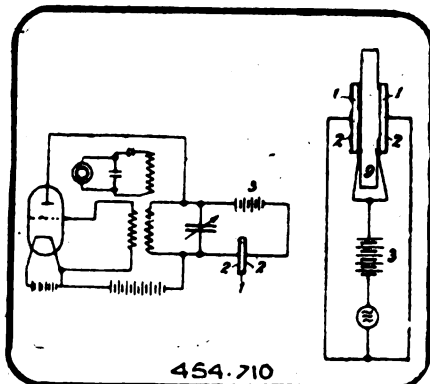
Installation de haute fréquence avec dérivation d'accord (wf) en parallèle, de manière que la somme algébrique



- ($w_1 + w_2$) des résistances apparentes de la dérivation et de la partie antérieure de l'installation soit supérieure ou égale à zéro.

N° 454.710. — MIX et GENEST.

Dispositif pour le contrôle piezo-électrique d'oscillations dans lequel on emploie comme élément piezo-électrique un diélectrique (1) polarisé à une tension aussi élevée que possible et dont les dimensions



sont telles que ses oscillations mécaniques propres soient du domaine de la haute fréquence.

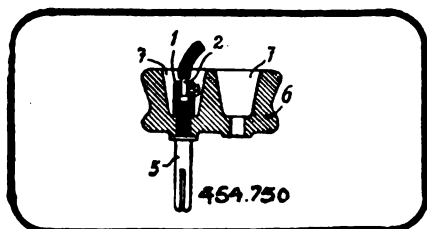
Au diélectrique (1) est relié un corps (9) qui détermine la fréquence produite, soit seul, ou ensemble avec le diélectrique.

N° 454.856. — E. SIEG.

Plaque d'accumulateur composée de plomb mou, avec crochet de suspension en plomb dur.

N° 454.750. — Firme CARL ENGEL.

Bouchon de prise de courant avec arrivée axiale des fils conducteurs com-



prenant un corps isolant (6) présentant sur la face opposée aux broches des

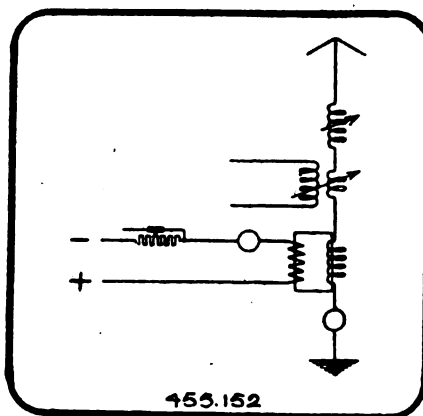
évidements facilement accessibles (7) qui reçoivent des douilles (1) s'adaptant sur les extrémités des broches et destinées à recevoir directement les bouts de fils conducteurs (2).

N° 455.151. — REISZ.

Membrane sans résonance, caractérisée par ce fait qu'une pellicule de caoutchouc ou matière similaire est appliquée sur la plaque métallique perforée, dont la surface en contact avec cette pellicule est rendue rugueuse ou munie de cavités.

N° 455.152. — LORENZ AKT. GES.

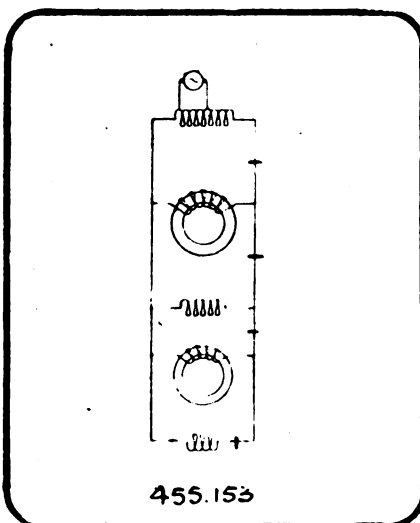
Dispositif pour la transmission de nouvelles sans fil, caractérisé par ce fait que l'énergie d'émission est limitée par



le changement de l'aimantation à courant continu d'un transformateur à fer intercalé dans l'antenne ou dans un circuit intermédiaire de l'émetteur.

N° 455.153. — LORENZ AKT. GES.

Dispositif pour la multiplication de fréquence au moyen de transformateurs aimantés par courant alternatif dans

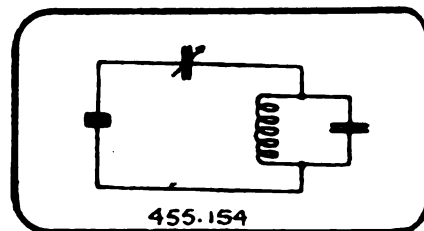


lequel on relie au côté secondaire du premier étage de multiplication un circuit oscillant, à la self duquel est relié un second transformateur.

N° 455.154. — TELEFUNKEN GESELLSCHAFT.

Dispositif pour influencer la fréquence de résonance d'un corps piezo-électrique,

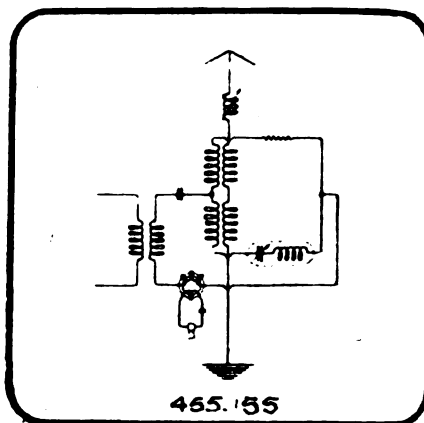
caractérisé par ce fait qu'un corps piezo-électrique est relié par un couplage variable à un circuit oscillant accordé sur la fréquence



propre du corps piezo-électrique, de telle manière que par la variation du couplage on puisse faire varier la fréquence de résonance du système.

N° 455.155. — LORENZ AKT. GES.

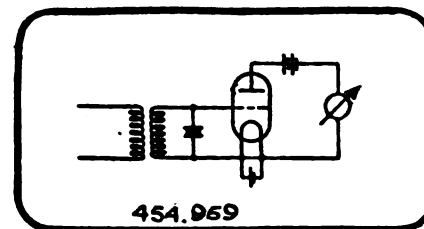
Système de montage pour l'élimination de l'onde porteuse lors de la transmission d'oscillations modulées de haute fréquence, notamment en téléphonie sans fil etc., caractérisé par ce fait que l'énergie modulée est transmise à un circuit d'utilisation (antenne) par un dispositif de compen-



sation composé de deux branches exactement égales, dont l'une renferme une résistance de court-circuit (circuit de résonance en série) accordée sur l'onde porteuse à éliminer, tandis que dans l'autre on intercale une résistance ohmique de compensation correspondant à la résistance de ce circuit.

N° 454.959. — TELEFUNKEN GESELLSCHAFT.

Dispositif pour l'enregistrement d'oscillations en vue du contrôle d'ondes ou de réglages de tours caractérisé par ce fait qu'un cristal piezo-électrique excité par les oscillations à enregistrer se trouve



dans le circuit de grille d'un tube amplificateur, le circuit de plaque dudit tube étant relié à un indicateur, soit directement, soit par l'intermédiaire d'autres amplificateurs.

N° 455.156. — AKTIEBOLAGET BALTIC

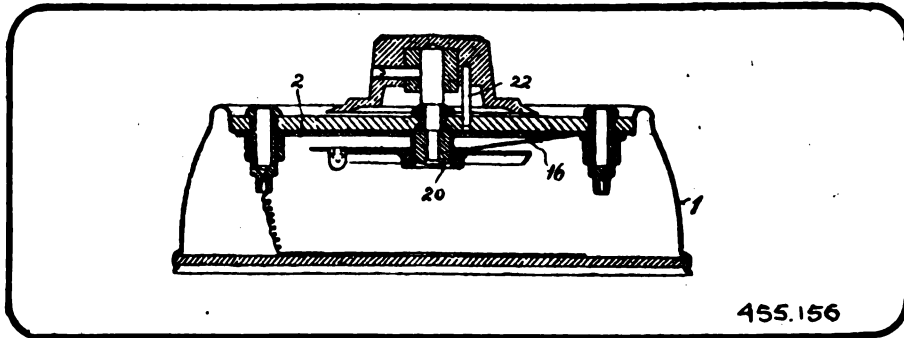
Poste récepteur de T.S.F. comprenant une caisse métallique (1,2) formant l'une

N° 455.240. — RADIO CORPORATION

Dispositif pour supprimer le fading caractérisé par la formation de redresse

N° 455.083. — RICHERMULLER

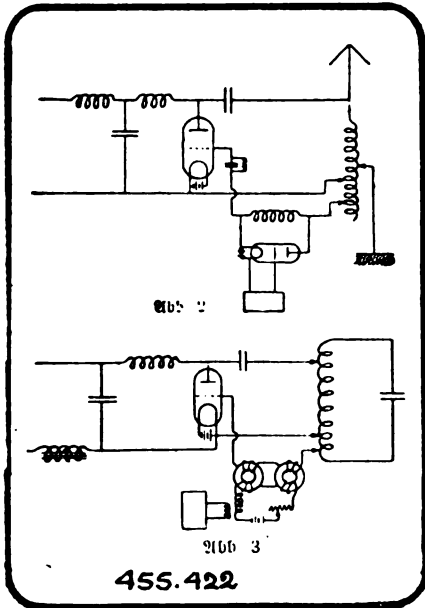
Pavillon pour appareils de reproduction de sons, machines parlantes, haut-parleurs, etc..., ayant la forme d'une coquille munie de pas d'hélice et dans laquelle débouche un tube acoustique. Celui-ci (c) se termine en sifflet à peu près parallèlement à l'orifice (b') de la coquille (b) et peut



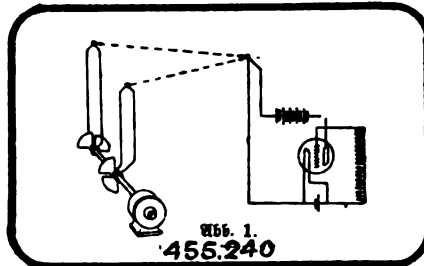
des armatures d'un condensateur variable (2,16) en même temps que le conducteur pour les douilles de contact reliées à la terre.

N° 455.422. — ELECKTROTECHNISCHER STAATSTHRUST.

Dispositif pour la modulation d'un émetteur à tubes caractérisé par ce fait que dans le circuit de grille on intercale



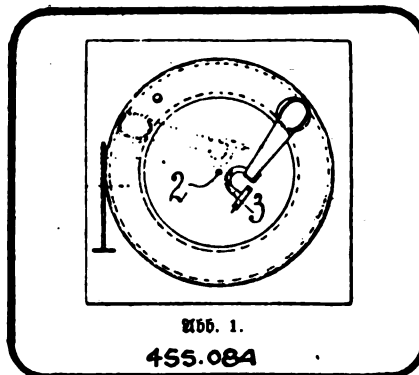
une résistance de haute fréquence et que la tension produite dans cette résistance par le courant de haute fréquence parcourant le chemin plaque-grille soit changée par l'influence de la résistance de haute fréquence, le courant H. F. restant sensiblement constant.



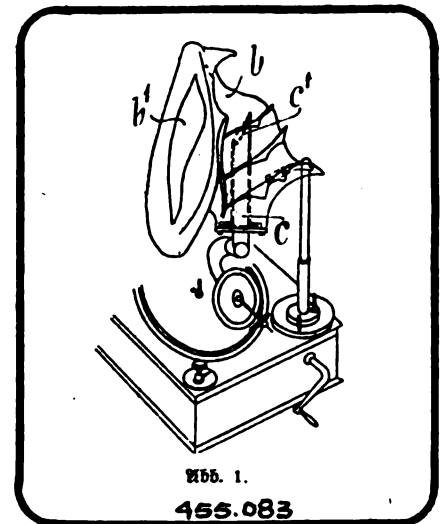
ments alternatifs dans des directions horizontales ou verticales et avec une antenne un que.

N° 455.084. — BREUSING.

Système de reproduction de sons et d'images caractérisé par ce fait que le



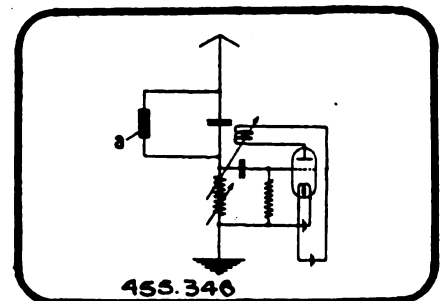
support du dispositif de réception du son, de la boîte acoustique d'une machine parlante (3) du microphone etc..., peut se déplacer concentriquement à l'axe de rotation (2) du disque.



tourner de manière que son orifice (c') puisse être réglé par rapport aux pas d'hélice de la coquille, ce qui permet de faire varier le timbre.

N° 455.346. — LORENZ

Dispositif s'appliquant aux réceptions à lampes et comprenant un appareil (a)



qui agit lors de l'arrivée d'oscillations pour les supprimer automatiquement de manière à empêcher toute excitation indésirable.



À TRAVERS LA PRESSE ÉTRANGÈRE

ANGLETERRE

APPAREILS DE TRANSMISSION ET DE RÉCEPTION POUR EXPÉRIENCES SUR LES ONDES ULTRA COURTES. (Experimental Transmitting and Receiving apparatus for ultra-short waves), par R. L. Smith Rose, D. Sc. Ph. D., A. M. I. E. E., and J. S. Mc Petrie, B. Sc. (National Physical Laboratory). — « Experimental Wireless and the Wireless Engineer. Octobre 1929 ».

I. Les auteurs de cet article rappellent d'abord comment on a été amené à étudier les ondes courtes en vue de leur application aux recherches sur la constitution et les propriétés de la haute atmosphère à laquelle on n'a guère d'autre moyen d'accès.

Le principe est de diriger vers cette haute atmosphère un faisceau de rayons électromagnétiques, puis de recueillir les rayons réfléchis ou réfractés, et de déduire de leur retour les rencontres qu'ils ont pu faire dans la haute atmosphère.

Il est bien évident que la réalisation pratique de ces projections électro-magnétiques oblige à certaines précautions quant aux antennes et, si l'on désire faire varier l'angle d'élévation, on doit consentir à certaines restrictions. Une autre méthode consiste à utiliser, en même temps qu'un aérien, un appareil réflecteur, par exemple une tige d'une longueur égale à une demi-longueur d'onde constitue l'aérien et est située au foyer d'un projecteur parabolique.

Plus la longueur d'onde est faible, plus la réalisation mécanique de cet appareil est aisée. On est donc conduit à utiliser de très faibles longueurs d'onde.

Les auteurs examinent dans une première partie ce qui a été fait antérieurement dans cet ordre d'idées.

a) Oscillations amorties.

Dès les tout premiers débuts de la T. S. F. les ondes courtes furent étudiées; Hertz fit ses expériences sur des ondes amorties développées par la décharge d'oscillateurs à étincelles.

Un exemple récent de semblable emploi d'ondes courtes amorties est le radio-phare tournant de Franklin (année 1922), dans lequel l'aérien de transmission était situé sur la ligne focale d'un réflecteur parabolique cylindrique et l'onde était d'une longueur de 6 mètres environ.

On a essayé aussi tout récemment d'engendrer des ondes de longueur telles que le spectre des ondes électromagnétiques vint rejoindre le spectre des rayons infra-rouges. Nichols et Tear ont obtenu ainsi des ondes d'une longueur moindre que 1 mm.

Arkadiev et Glagolewa-Archadieva ont réussi, en faisant décharger une source à haute tension dans une pâte homogène composée de limaille de bronze ou d'aluminium et d'huile minérale, à obtenir des longueurs d'ondes comprises entre 0,082 mm. et 5 cm, bande qui couvre d'un côté le spectre infra-rouge de Rubens et d'un autre les oscillations de Nichols et Tear.

Lewitzki a pu mettre en évidence les propriétés optiques et calorifiques d'ondes de 0,01 mm.

Enfin Bux a pu émettre une puissance de 50 watts avec des ondes de 30 cm.

b) Oscillations ioniques ou électroniques.

Il a fallu attendre la découverte et la mise en pratique de la lampe électronique pour que l'on puisse songer à émettre des ondes entretenues du même ordre de longueur que les oscillations amorties étudiées par Hertz dans ses premières expériences.

Avec la lampe, on arrive à produire des ondes dont la longueur ne dépasse pas un mètre environ; mais si l'on veut descendre plus bas, on se trouve limité par différents phénomènes: capacité et inductance des connexions, temps de déplacement des électrons du filament à l'anode, etc.

On peut arriver à produire des oscillations de longueur d'ondes plus courtes en utilisant les propriétés de résonance des mouvements ioniques ou électroniques à l'intérieur de la lampe (Whiddington 1919).

Les auteurs citent ensuite un certain nombre de résultats obtenus de cette manière, puis exposent la découverte faite par Nettleton que les phénomènes ne sont pas purement électroniques, mais supposent une certaine ionisation à l'intérieur de la lampe.

c) Les ondes entretenues et leur application.

MM. Smith Rose et J. S. Mc Petrie citent ensuite les applications faites des ondes entretenues de faibles longueurs; on peut présenter ainsi les expériences faites.

| Année | Opérateur | Longueur d'onde obtenue |
|----------|-----------------------|-------------------------|
| 1916, | White | 6 mètres. |
| 1919, | Gutton et Touly, | 3 mètres. |
| 1919, | Gutton et Touly | 2 mètres. |
| 1919, | Van der Pohl, | 3,6 mètres. |
| 1923, | Danilewsky, | quelques mètres. |
| 1924, | Southwert, | 1,24 à 2,76 mètres. |
| 1924, | Mesny, | 1,5 mètres. |
| 1925, | Gutton et Pierret, | 0,35 mètres. |
| 1925, | Tykocinski-Tykociner, | 3 à 6 mètres. |
| 1927, | Englund, | 1,05 à 3 mètres. |
| 1927-28, | Uda | |
| 1928, | Yagi | |
| 1928, | Okabé, | 1 mètre. |
| 1928, | Cords, | 3 à 6 mètres. |
| 1928, | Vecshing, | 2,8 à 6 mètres. |
| 1928, | Esau, | 3 mètres. |

On voit par ce tableau que la question des ondes ultra-courtes ne cesse pas de faire l'objet d'études nouvelles.

II. Dans la seconde partie de leur travail, les auteurs examinent les circuits employés pour produire des oscillations de longueur d'onde ultra-courte — circuits à une seule lampe ou circuits à 2 lampes — et leurs valeurs respectives pour l'obtention des ondes ultra-courtes.

a) Circuit à une lampe.

Pour l'entretien des oscillations dans un circuit à une lampe il faut que l'on puisse faire passer l'énergie du circuit plaque au circuit grille en quantité suffisante pour compenser la dépense d'énergie.

Pour emprunter cette énergie au circuit plaque, on peut :

1° Agir par induction mutuelle entre les selfs de grille et de plaque, le circuit oscillant étant placé soit entre la plaque et le filament, soit entre la grille et le filament.

2° Combiner les deux précédents modes, pour obtenir le circuit connu sous le nom de *Hartley circuit*.

Les auteurs entrent ensuite dans le détail du mécanisme de transfert d'énergie. Ils mettent en garde contre ce fait qu'avec des longueurs d'ondes très courtes les effets de couplage électrostatique deviennent les plus importants.

Ils analysent les conditions de ces circuits.

C'est de la petite capacité intérieure entre grille et filament, que dépend la convection ou non de ces circuits pour la production d'ondes ultra-courtes. Ils discutent alors la production des oscillations.

Enfin, bien que par un choix convenable de l'inductance, de la capacité et des dispositifs de l'alimentation on arrive à faire osciller les circuits sur des longueurs d'onde très faibles, on trouve qu'une variation continue de la capacité peut faire passer la longueur d'onde d'une valeur à une autre sans relation harmonique avec la première.

b) Circuits à deux lampes.

Les auteurs décrivent d'abord le circuit à deux lampes connu sous le nom de circuit d'Eccles et Jordan (Voir W. H. Eccles and T. H. Jordan : « A Method of using two triode valve in parallel for generating oscillations ». « Radio Review, 1919 ». Vol. I, pages 80, 83).

Ils décrivent ensuite un nouveau circuit à 2 lampes, dans lequel on peut considérer que les deux lampes qui fonctionnent en opposition de phase donnent chacune alternativement une impulsion au circuit oscillant.

c) Analyse pratique des circuits décrits.

Enfin, les auteurs examinent les circuits du point de vue de leur réalisation et de leur performance pratiques, en insistant tout particulièrement sur les précautions à prendre et sur le choix du matériel à employer.

Cet important article est suivi d'une bibliographie qui compte cinquante références parmi lesquelles nous relevons les travaux de R. Mesny, Ritz, Gutton et Touly.

ARGENTINE

REVISTA TELEGRAFICA (Buenos-Ayres). — Année XVIII. Septembre 29.

Magnifique et luxueux numéro de 148 pages commémorant le dix-septième anniversaire de la fondation de la Revue.

Superband. 6, par Pierre Noizeux.

Après avoir rappelé ses descriptions du « Superband » dans les numéros écoulés de la *Revista Telegrafica* (compte rendu en a été fait dans la « Revue de la Presse Étrangère ») l'auteur se propose de donner les indications nécessaires à la réalisation d'un récepteur de la même classe pouvant indifféremment recevoir le broadcasting sur ondes moyennes et les fréquences très élevées. Un rappel est fait des caractéristiques principales du « Superband » : le montage se présente sous l'aspect d'un bloc blindé renfermant les M. F. et la détectrice. Les transformateurs M. F. sont du type « filtre de bande » dont l'efficacité est réelle. Le changement de fréquence peut être obtenu soit par un ensem-

ble détectrice-hétérodyne (deux lampes), soit par un seul tube assurant les deux fonctions (strobodine, deuxième harmonique etc.), soit encore — et l'auteur recommande tout particulièrement ce circuit — par une lampe bigrille. Il est bon de faire remarquer que le changement de fréquence est à peu près inconnu des Américains qui préfèrent au superhétérodyne des circuits à plusieurs H. F. accordées neutrodynées. Il est de ce fait difficile de se procurer des bigrilles modulaires en Argentine et même aux États-Unis.

Pierre Noizeux insiste tout d'abord sur le blindage du circuit Superband 6, blindage jouant un rôle tout à fait essentiel comme du reste dans la plupart des montages (le texte porte : « un récepteur vaut ce que vaut son blindage... »). Il est impossible d'obtenir des résultats avec un blindage imparfait, sinon par pur hasard. Si, pour les ondes moyennes et pour des amplifications relativement faibles, il est possible de remplacer le blindage par des cloisonnements métalliques reliés électriquement l'un à l'autre et connectés à la terre, il n'en est pas moins vrai que, pour les fréquences élevées, un blindage complet sera indispensable et se révèle d'une nécessité absolue.

Il s'agit ici naturellement de montages autres que ceux classiques : détectrice et B. F.

L'auteur fait remarquer que dans les récepteurs utilisés par les services officiels, l'amplification entre l'antenne et la détectrice peut atteindre 2 ou 3 millions, chiffre nullement approché avec un Reinartz, Perry O. Briggs ou Schnell d'amateur. Mais, si le blindage est insuffisant, une oscillation apparaît et l'amplification diminue dans des proportions considérables.

Pour réaliser un blindage efficace, il n'importe pas seulement que chaque étage soit enclos dans une boîte métallique bien fermée, mais encore que les fils d'alimentation et de liaison qui sortent de chaque coffret métallique ne facilitent pas les fuites en haute fréquence. Des chocs et condensateurs « by pass » seront alors employés pour s'opposer à ces pertes.

On apportera des soins minutieux à la réalisation du blindage en se rappelant qu'un seul point faible peut laisser écouler une majeure partie de la précieuse haute fréquence recueillie.

Les défauts des récepteurs à réaction utilisés actuellement pour la réception des ondes courtes, sont assez nombreux. Tout d'abord les réglages du circuit d'accord et de la réaction sont délicats, la réception d'une station exige la mise en oscillations du récepteur et l'audition est dans un état presque continu d'équilibre ; la moindre cause peut faire évanouir le poste ou faire accrocher le circuit, nécessitant de nouveaux réglages.

En outre, les récepteurs ondes courtes ne sont pas exempts de bruits : crachements lors de la rotation des capacités variables si celles-ci ne sont pas parfaites, bruits microphoniques si on vient à heurter l'appareil ou les lampes ; le moindre mauvais contact se traduit par des crachements prolongés à la moindre vibration, effets imputables à la réaction qui diminue énormément la résistance apparente du circuit. Le bruit de fond est assez notable, le souffle fort sur l'accord exact du poste, souvent des grognements lorsque le circuit oscille ou cesse d'osciller, grognements qu'il est difficile d'éviter sans affecter la sensibilité de l'ensemble.

Si la réaction est trop poussée, une déformation apparaît et une réception fidèle ne peut être obtenue que si l'émission écoutée est particulièrement puissante. Le récepteur trop sélectif élimine la partie supérieure de

la modulation et la qualité des reproductions s'en ressent.

Quels sont donc les circuits qui peuvent, avec avantages, remplacer ceux du type « détectrice et B. F. » pour la réception des ondes courtes ? Ils appartiennent à deux classes principales : les montages à amplification haute fréquence préliminaire et les superhétérodynes.

L'emploi rationnel des nouveaux tubes à écran de grille combiné avec des blindages soignés permet à l'heure actuelle de réaliser des récepteurs amplifiant des fréquences très élevées, efficaces jusqu'à 10 ou 15 mètres. En plaçant un étage haute fréquence devant une détectrice à réaction, la sensibilité augmente, la puissance obtenue permet de découpler davantage la réaction, certains bruits parasites sont éliminés, et le récepteur gagne en pureté. La réaction de l'antenne et l'effet de capacité diminuent, par contre, ces avantages ne sont obtenus qu'avec un accord supplémentaire et en outre très délicat. Il est par contre impossible d'augmenter la portée en ajoutant un second étage haute fréquence devant le premier, on se trouve donc limité. Ces détails sont donnés pour un étage haute fréquence accordé, les avantages annoncés n'étant pas valables pour une haute fréquence aperiodique, lampe à écran avec résistance ou choc dans la grille.

Le superhétérodyne offre des ressources pour ainsi dire illimitées et, s'il paraît compliquer le circuit, le simplifie en fait. On peut utiliser des lampes courantes sans neutrodynation et plusieurs étages par transformateurs semi-accordés ou à primaire désaccordé et à secondaire accordé, ou encore des tubes neutrodynés ou à écran.

Un superhétérodyne pour ondes courtes doit avoir ses deux circuits accord-réaction et hétérodyne indépendants, de façon à ce que la manœuvre de l'un n'influe pas sur le réglage de l'autre ; aucune réaction mutuelle ne doit exister, la sélectivité ne doit pas être trop poussée pour conserver le bénéfice des réceptions pures mais cependant être suffisante pour éviter les interférences.

Le Superband 6 remplit ces conditions : le seul réglage critique dans ce récepteur étant l'accord de l'hétérodyne.

Le Superband 6 se compose d'une lampe détectrice couplée magnétiquement ou statiquement à l'antenne et d'une lampe hétérodyne indépendante, chacun de ces circuits est enclos dans une boîte métallique fermée. Le couplage de la détectrice avec l'hétérodyne se fait d'une manière un peu particulière : le courant de chauffage de la première traverse une partie de la self de plaque de la seconde. Les connexions d'alimentation de ces deux tubes sont shuntées avec le blindage au moyen de condensateurs fixes « by pass ». Toutes réactions mutuelles sont évitées, la plaque de la première détectrice est réunie à l'entrée de l'amplificateur moyenne fréquence Superband et aboutit naturellement au + B.

Dans les coffrets-blindage première détectrice et hétérodyne, les organes seront fixés — à l'exception des condensateurs variables d'accord — sur le fond métallique. Les bobines devront se trouver à une distance des parois au moins égale à la moitié de leur diamètre ou à leur diamètre si possible. Les connexions réunies à la masse sont soudées au blindage le plus près possible de leur point de départ. Les fils d'alimentation sortent par une petite ouverture percée dans le blindage. Le choc haute fréquence prévu dans la plaque de l'hétérodyne (alimentation parallèle) sera lui aussi placé à une distance des parois égale au moins à son diamètre.

La connexion réunissant la plaque de la première détectrice à l'entrée de l'amplificateur moyenne fréquence Superband devra être aussi courte que possible et éloignée des autres circuits.

Les réceptions de 2 XAD sur 19,5 mètres, 2XAF sur 31,9 mètres, KDKA, 5 SW sont particulièrement intenses sur le Superband.6 ainsi que les émissions fone d'amateurs.

Le Broadcasting sur ondes moyennes sera reçu aussi avec la plus extrême facilité en remplaçant les inductances ondes courtes du premier détecteur et de l'hétérodyne par des bobinages convenables.

L'orchestre sans musiciens, par Lucien Crétien.

Article original reproduisant les détails donnés par le même auteur dans les numéros de septembre et octobre de la T. S. F. Moderne.

Autrefois, avec les haut-parleurs électromagnétiques les distorsions étaient à craindre lorsque la puissance était augmentée : une forte amplification donnait une reproduction déformée et il n'était point nécessaire d'étudier un amplificateur poussé au point de vue fidélité. A l'heure actuelle, les reproducteurs électrodynamiques exigent une étude approfondie des circuits amplificateurs.

La puissance doit être suffisante pour que l'intensité de la reproduction soit égale à celle d'une exécution normale, à cette condition tous les timbres pourront être rendus fidèlement (contre-basse, violoncelle etc.)

Il faut par-dessus tout que les fréquences graves soient convenablement amplifiées et restituées sans altération notable, mais sans pour cela que la lampe finale soit surchargée comme il arrive avec un amplificateur mal étudié. L'énergie acoustique nécessaire sera calculée en watts et le rendement acoustique des H. P. actuellement connus n'est jamais excellent. Une salle de 4 x 5 mètres exige, pour une reproduction d'orchestre, une puissance de un watt. Dans une grande pièce et pour danser il faudra de 1,2 à 1,5 watts, en plein air 2 watts (à 20 ou 25 mètres du HP).

Les conditions que doivent remplir les lampes sont les suivantes :

a) Le tube doit travailler dans la partie droite de sa caractéristique.

b) La grille ne doit jamais être positive par rapport au filament ; faute d'observer cette précaution, il y aurait distorsion.

Il faut utiliser des lampes à faible résistance interne (grille lâche, au contraire des lampes d'émission). L'auteur donne le tableau ci-dessous sur les différentes lampes essayées :

| Lampes | Tension anodique en volts | Puissance modulée en W |
|---------------------------------|---------------------------|------------------------|
| R. 36 Radiotechnique. | 80 | 0,005 |
| R. 36 Radiotechnique. | 150 | 0,015 |
| CK 301. A Cunningham. | 80 | 0,015 |
| R. 77 Radiotechnique. | 120 | 0,09 |
| R. 77 Radiotechnique. | 150 | 0,4 |
| R. 79 Radiotechnique. | 150 | 0,75 |
| UX. 245 Radiotron | 250 | 1,6 |
| E. 105. B. Radiotechnique. | 400 | 2,2 |
| CX. 250 Cunningham. | 450 | 4,5 |

L'auteur parle du montage push pull, traite de l'amplification préliminaire et donne plusieurs schémas d'amplificateurs pick up électrifés.

Sur la technique générale, par Sec. P. I. Acuña (suite).

Mesures diverses, utilisation des instruments de mesure pour la vérification de courants plus élevés ou plus intenses, etc.

Savez-vous comment fonctionne votre détectrice, par Bern. Benesch.

Article documenté avec multiples courbes exposant le fonctionnement des lampes détectrices, divers modes de détection, etc.

Un étage universel d'amplification de puissance, par Sec. P. I. Acuña.

Un étage basse fréquence monté en Push Pull. Le transformateur d'entrée est un Ferranti AP. 5, celui de sortie un Ferranti OPMI alimentant deux haut-parleurs (une prise à rapport 2,7/1 et l'autre à 1,6/1). Dans le cas où des lampes à écran (B. 443 ou C. 443) sont utilisées, la connexion des grilles auxiliaires au + B s'effectue au moyen d'une impédance Pilot double 410 à prise médiane (pour ménager le filtre de tension « B »).

L'ensemble est monté sur une planchette de 30 centimètres de long sur 17 de large.

L'alimentation « A » peut s'effectuer en alternatif brut avec lampes adéquates (C. 443 par exemple).

Les films sonores, par J. Sar.

Article documenté illustré de très nombreuses photographies montrant les dispositifs et accessoires utilisés ainsi que les différentes phases d'établissement d'un film parlant.

Les films Movietone (Western Electric) dits à « densité variable » portent sur le bord, entre les encoches d'entraînement et la photographie, une bande striée transversalement.

Pendant la prise de vue il est fait usage de plusieurs microphones disposés de façon telle qu'il en résulte un effet pour ainsi dire « stéréoscopique » de reproduction : une superposition des différentes tonalités contribuant à donner à l'oreille une impression plus réelle. Un blindage acoustique du studio est nécessaire pour que les bruits et vibrations étrangers à la scène ne puissent venir impressionner les microphones ; les ordres sont donnés aux acteurs, machinistes et opérateurs par des signaux lumineux. L'éclairage de la prise de vue a dû aussi être modifié, les anciennes lampes à arc impressionnant les microphones, ont été remplacées par des ampoules à incandescence.

Les opérateurs et leurs appareils de prise de vue sont enfermés dans des cabines rembourrées pour éviter que le bruit des appareils ne s'entende dans le studio. Les vérifications sont assurées au moyen de hublots. Ces cabines, montées sur roues, peuvent être déplacées à volonté.

Les microphones, d'un système spécial, sont pourvus d'une membrane mince en duralumin de 0,002. Les microphones usuels à charbons procuraient un souffle désagréable qu'il a été nécessaire de supprimer.

Le courant du microphone est tout d'abord amplifié par un circuit spécial enclos dans le même coffret que celui-ci, la puissance est ensuite augmentée par des amplificateurs exempts de déformations. Différentes commandes de volume et de timbre sont prévues sur les lignes. Plusieurs dérivations permettent au « Cameraman », directeurs et techniciens de contrôler les opérations au fur et à mesure du filmage.

Un « control » (commande) central magnétique change le courant de BF amplifié en intensité lumineuse variable dont les différentes phases impressionnent en noir et blanc la marge de la pellicule avec un certain décalage sur la prise de vue.

Le son peut être enregistré sur disques au moyen d'un pick up spécial muni d'un saphir aigu au lieu de l'aiguille habituelle.

L'auteur termine en décrivant le système d'impression sonore sur disques et la reproduction suivant l'un ou l'autre système dans la salle de spectacle.

BELGIQUE

RADIO HOME (Bruxelles). — N° 109, 10 oct. 29.

Le récepteur « parfait » Radio-Home. — Circuit récepteur fonctionnant directement sur le secteur alternatif, comprenant une haute fréquence par transformateur H.F. secondaire accordé, une détectrice à réaction et deux lampes basse fréquence.

Les oscillations recueillies par l'antenne sont appliquées à la grille de la première lampe par l'intermédiaire d'un ou de deux condensateurs placés en série. Grâce à cet artifice et à une polarisation négative (1,5 à 8 volts) de la grille, la sélectivité est accrue. La tension négative supprime tout courant grille et diminue l'intensité des variations de courant plaque. Seule l'émission que l'on désire recevoir produit aux bornes du circuit oscillant une tension alternative suffisante pour contrebalancer l'effet de cette tension négative. La détection se fait par le procédé habituel. Dans le cas de lampes chauffées par l'alternatif, la résistance de 5 mégohms est connectée au pôle positif d'une batterie de polarisation. Si l'alimentation « A » est assurée par batteries, la résistance est branchée au +4.

La self de réaction placée dans la plaque de la détectrice est couplée aux selfs secondaires, elle est de plus shuntée par un potentiomètre de 1.500 ohms. L'absorption d'énergie haute fréquence reste constante et seul change pratiquement le nombre de spires en service. Les deux dernières lampes sont montées à transformateurs et le tube de sortie est à caractéristique très à gauche permettant d'obtenir un grand volume de sons.

Le « Parfait » peut recevoir de 230 à 560 et de 700 à 1850 mètres grâce à deux jeux de selfs antenne et secondaire. Les inductances sont constituées par plusieurs selfs (antenne : deux, secondaire : 4) en fond de panier type Ledion. Un combinateur spécial opère les branchements voulus au passage d'une gamme à l'autre.

Un dispositif de connexion du P. U. est prévu sur le primaire du premier transformateur.

Les schémas et indications de câblage sont donnés respectivement pour le type « continu » et pour celui « alternatif ». Dans ce dernier, les connexions doivent être aussi courtes que possible, celles de filaments bien dégagées et éloignées des autres.

Les condensateurs variables sont multipliés dans le rapport 1 à 8. Un potentiomètre de 200.000 ohms shunte le secondaire du premier transformateur B. F. et permet de doser le voltage alternatif appliqué à la grille. Le secondaire du second transformateur est shunté par une résistance fixe de 100 à 250.000 ohms. La lampe détectrice du type « alternatif » est à chauffage indirect de la cathode.

L'alimentation directe des émetteurs par le secteur alternatif, par A. Planès Py.

Différents montages alimentation « B », ou « B » et « A » conjugués suivant la puissance du circuit d'émission. Valves mono et biphasées.

ESPAGNE

RADIO TECNICA (Madrid et Barcelone). — Année IV, N° 2, septembre 29.

Le service national de radiodiffusion. —

Le « Real Decreto » publié par la « Gaceta de Madrid » fixe la puissance plaque des différentes stations de Broadcasting espagnoles :

| | |
|------------------------------|-------------|
| Madrid | 20 KW. |
| Barcelona | 10 — |
| San Sebastian | 3 — |
| Coruna ou Vigo | 6 — |
| Zaragoza | 3 — |
| Valencia | 3 — |
| Sevilla | 3 — |
| Bilbao | 1 — |
| Oviedo | 1 — |
| Salamanca | 1 — |
| Cadiz | 1 — |
| Cartagena | 1 — |
| Almeria | 1 — |
| Valladolid | 0,5 à 1 KW. |
| Malaga | — |
| Ciudad Real | — |
| Palma de Mallorca | — |
| Tenerife ou Las Palmas | — |

Outre ces différentes stations dont le montage et la mise en service commenceront sous peu, fonctionnera à Madrid un émetteur sur onde inférieure à 100 mètres avec une puissance plaque de 40 watts destinée à la Radiodiffusion pour les pays Hispano-Américains. Les stations seront établies en dehors des villes.

Madrid, Barcelone, Saint-Sebastien, Corogne, Saragosse, Valence et Séville devront entrer en fonctionnement dans un délai limite de 19 mois, les autres d'ici 24 mois.

Madrid émettra un minimum quotidien de 6 heures. Les stations de 3 à 10 K.W fonctionneront journellement au moins pendant 4 heures, celles de un K.W et de 0,5 à un K.W pendant trois heures chaque semaine (émissions locales de caractère instructif) et deux heures de retransmission par jour.

La taxe de 5 % sur les accessoires sera supportée par :

Les lampes de réception
Les condensateurs variables ;
Les écouteurs et casques
Les haut-parleurs,
Les filtres et amplificateurs,
Les selfs interchangeables, pour la gamme de la Radiodiffusion seulement.

Le matériel consommé par les stations officielles de service public et d'enseignement est exonéré de la taxe. Le paiement de celle-ci sera justifié par l'apposition d'un timbre spécial sur l'accessoire.

Harmonium. Un bon récepteur de Broadcasting, par Secundino Rey.

Le circuit décrit utilise exclusivement des organes Philips : lampe, trickle, eliminator, transformateurs etc. C'est le schéma classique (dit « série merveilleuse ») recommandé par la Maison elle-même, autrement dit le C. 119 bien connu : une haute fréquence à résonance, une détectrice à réaction et une basse fréquence par triggrille.

Les selfs secondaire et résonance sont du type à prise médiane : si on considère un

circuit oscillant constitué par un condensateur variable en parallèle sur une self à prise médiane, les tensions appliquées à la grille seront plus importantes si ce dernier circuit est attaqué par l'une des bornes de l'ensemble self condensateur et la prise médiane.

Si les deux circuits oscillants secondaire et réaction sont semblables, il est possible de conjuguer les deux capacités variables dans le but de faciliter les réglages dans de grandes proportions.

L'auteur conseille une haute fréquence par lampe type A.435, si le récepteur n'est pas trop éloigné de la station émettrice, ou une A.442, s'il convient d'avoir une amplification haute fréquence beaucoup plus élevée.

La détectrice est une A.415, spéciale pour cet étage. La basse fréquence sera une B.443 si on n'emploie qu'un seul étage, une A.409 (ou A.415) suivie d'une B.443 si on désire ajouter un étage supplémentaire. La B.405 peut être substituée à la B.443 si la station émettrice n'est pas trop éloignée.

Les selfs d'accord et de résonance, bobinées à spires jointives sur un tube isolant, ont un diamètre d'environ 30 mms, elles comportent chacune 112 spires en fil 4/10. La prise médiane est effectuée à la 56^e spire; la longueur est de 8 centimètres.

L'antenne est couplée statiquement à la grille de la haute fréquence au moyen d'un condensateur « Mignon » de faible valeur. La réaction statique utilise également un condensateur identique travaillant en « volum control » dont l'axe est prolongé par une tige d'ébonite de 6 à 8 centimètres pour éviter les effets de capacité dus à l'approche de la main. Un choc haute fréquence entre la plaque de la détectrice et le primaire du transformateur est prévu, évitant les pertes de haute fréquence et les grognements dus au mélange des courants.

Un seul rhéostat de 30 ohms est prévu dans le circuit « A » de la haute fréquence, les autres tubes étant alimentés directement sous 4 volts.

Différents systèmes de couplage de l'aérien sont prévus par l'auteur :

a) Antenne couplée statiquement (une prise de terre d'au moins 5 mètres de long peut être branchée à la borne antenne s'il y a impossibilité absolue d'installer un collecteur d'ondes de ce genre.

b) Antenne intérieure ou extérieure couplée magnétiquement (self d'antenne 12 spires) pour l'écoute des stations éloignées (augmentation de la sélectivité).

c) Cadre à prise médiane prenant la place de la self secondaire.

Si l'usager possède le secteur continu il pourra utiliser le filtre Philips 3005 ou 508 combiné avec un petit accumulateur. Sur un secteur alternatif l'auteur conseille le « trickle » 1017 et l'éliminator 3003.

P. C. J. — Résultats obtenus au poste expérimental PCJ au cours de ses deux années de travail.

Comment construire à peu de frais un bon émetteur sur ondes courtes par BPF. 5.

Reproduction intégrale de la notice bien connue de Philips, éditée en différentes langues.

Rubrique Pick Up. Comment arriver à obtenir une amplification parfaite en basse fréquence, par A. Estublier.

Article remarquablement précis résumant les précautions à observer pour éviter les déformations. Le circuit proposé par le rédacteur possède trois lampes : le Pick Up

attaque une A.425 par l'intermédiaire d'un transformateur de rapport 1/3 monté en autotransformateur avec un volume control de un megohm. La première lampe est reliée à une B.405 au moyen d'un transformateur de rapport 1/3 et la dernière liaison s'effectue par un ensemble résistances condensateur. Le dernier tube est naturellement une B.443.

RADIO TECNICA (Madrid et Barcelone). — Année IV, N° 3, octobre 29.

La protection des récepteurs, par Ag. Riñ.

L'auteur bien connu du « Guide de l'amateur radio », après avoir exposé les phénomènes électriques atmosphériques, indique les précautions à observer pour éviter tous accidents. Filtrage du courant urbain pour l'utilisation de celui-ci à la tension « B ». condensateurs ou cellule suivant les cas.

Un récepteur pour ondes courtes : le « Kit Radio Tecnica N° 1 », par L. Jackle.

Une détectrice type Schnell et deux basse fréquence utilisant exclusivement des accessoires Philips. Accord Bourne. La self de réaction et le condensateur « bypass », plaque grille étant fixes, la commande de la réaction s'effectue au moyen d'une résistance variable en série dans la tension de plaque de la détectrice. Cette résistance, shuntée par un condensateur fixe de 0,5 M. F. agissant non sur la haute fréquence, mais sur le voltage plaque, l'accrochage est toujours doux et efficace.

La self d'accord (primaire et secondaire du Bourne) a un diamètre de 65 mms, elle est montée — à l'américaine — sur un support à quatre broches, pincée entre deux réglettes d'ébonite à sa partie inférieure. La self de réaction — interchangeable — a 50 mms de diamètre. Ces deux ensembles (P-S et R) sont naturellement interchangeables de façon à pouvoir faire varier le nombre de spires pour la réception de différentes gammes.

Les deux basse fréquence utilisent des transformateurs Philips 4003. La détectrice et la première B.F. sont des A.415, la deuxième basse fréquence une B.405 ou B.443. Afin d'éviter les grognements de l'accrochage et les oscillations de basse fréquence, le secondaire du premier transformateur est shunté par une résistance fixe de 150.000 ohms.

L'article est accompagné de plusieurs plans de perçage, câblage, disposition générale, etc. grandeur réelle.

Comment construire à peu de frais un bon émetteur d'amateur, par BPF.5.

Suite et fin de l'article paru dans le numéro de septembre, reproduction de la brochure bien connue éditée par Philips.

Galène : le circuit « SF » pour haut-parleur, par Sal. Freixas.

Accord Tesla. Galène suivie d'un étage basse fréquence par lampe courante ou spéciale BF, 90 volts à la plaque (piles sèches).

Le superrégénérateur J. R. 11, par S. Rafael.

Superréaction Armstrong, une détectrice et une oscillatrice. Les selfs oscillatrices (1250 et 1500 spires) peuvent être constituées par deux Gamma ou bobinées dans un mandrin à deux gorges de un centimètre, séparées par un centimètre; diamètres intérieurs et extérieurs : deux et huit centimètres, fil 1/10.

RADIO-BARCELONA (Barcelone). — Année VII, N°s 267 à 269, sept.-octobre.

Laboratoire Radiotechnique, conseils aux amateurs. — Sous cette rubrique sont donnés aussi souvent que possible maints détails pour l'amélioration des réceptions, l'entretien des organes, l'emploi des lampes etc. Conseils clairs, d'une lecture facile et estimés de tous les lecteurs débutants.

Haut-parleurs, par le Dr Pablo Ag. Planell.

Notions sommaires sur les principaux types en usage courant : électromagnétiques dynamiques et statiques, protection des haut-parleurs, etc...

Les Jornadas de l'onde courte et le Docteur Luis Civera Terré.

Travaux effectués par les amateurs émetteurs Catalans pour l'établissement du Stand E.A.R. à l'exposition de Barcelone et initiatives prises par le Dr Civera, Président actif du comité.

ITALIE

RADIO LUX (Milan). — Année 3, N° 9, septembre 1929.

Modernisation des récepteurs radiophoniques. — Dans cette rubrique pratique l'auteur envisage les différentes modifications pouvant être apportées aux circuits anciens.

Un filtre peut être prévu avant le circuit d'accord pour éliminer les interférences. Il se compose d'une self à prises accordée par un condensateur variable; l'antenne peut être branchée sur trois points différents de l'inductance. Ce filtre peut être monté en Oudin-Bourne par l'adjonction d'une petite self couplée à celle du circuit « bouchon ».

Enfin, l'auteur donne toutes indications pour le remplacement d'une lampe ordinaire par un tube à grille écran, la protection d'un haut-parleur par une self de sortie et le montage d'un tube haute fréquence par lampe à grille écran avec tous détails utiles.

Article net, bien illustré et à la portée de tous.

Dispositif simple pour l'excitation d'un haut-parleur électrodynamique à l'aide du secteur urbain.

Un redressement spécial obtenu par une valve biplaque R.4100 alimentée à la tension « A » par un transformateur de sonnerie (4 volts 1 amp.) et redressant la tension du secteur. L'intensité du courant ne doit pas dépasser 60 M.A. Dans certains cas un transformateur élévateur de tension sera nécessaire.

Transmissions radiotéléphoniques entre un avion et le sol, par R. M. L.

L'émetteur, du poids de 10 kilos, est renfermé dans un coffret en Duralumen de 0,40 x 0,40 x 0,40 centimètres et donne une profondeur de modulation atteignant 100 % de l'onde porteuse. La stabilité est parfaite entre des températures variant entre +50 et -40° C. La puissance antenne est de 50 watts soit 200 watts alimentation. Les courants nécessaires sont fournis par une double génératrice entraînée par le moteur, ils sont constants, quelle que soit la vitesse.

Le générateur donne 12 et 1100 volts. Les émissions peuvent être effectuées entre 50 et 100 mètres sur une portée de 160 kms pendant le jour et 320 la nuit malgré des cir-

constances atmosphériques défavorables. Le récepteur reçoit des ondes de 50 à 200 mètres.

RADIO RARIO, (Milan), — N° 42, octobre 29.

Capacités et inductances. — Notions claires et détaillées de la capacité et du potentiel électriques, description d'un condensateur, charge, décharge. Unité de charge : Farad et ses sous-multiples.

RADIO RIVISTA (Rome). — Année XI, N° 9, septembre 1929.

Du redressement en général et de la construction d'un redresseur à l'oxyde de cuivre, par Gastone Cutolo, Ingen.

Après avoir successivement exposé les défauts et inconvénients respectifs des principaux types de redresseurs (soupapes, vibreurs, lampe) l'auteur donne une description sommaire des éléments à l'oxyde de cuivre. Dans le type étudié, des plaques de cuivre, oxydées au moyen de procédés spéciaux sont enfilées sur une tige filetée et « sandwichées » par des disques de fer blanc. Chaque élément est séparé de celui qui le suit immédiatement par une rondelle isolante. Un canon également isolant, est disposé autour de l'axe central. On ne peut appliquer plus de 2,5 à 3 volts à chaque élément.

La réalisation d'un redresseur pour charge d'accumulateurs est aisée en achetant dans le commerce les éléments cuivre-oxyde et en les disposant suivant le schéma convenable

(Wheatstone) en pont. Le rendement de l'appareil (redresseur et transformateur) atteint 54 %.

Le transformateur est du type sonnerie d'une dizaine de watts. Un transformateur de 25 watts peut être réalisé avec un noyau en M de 4 centimètres carrés de section (50 tôles au silicium). Pour du 50 périodes on prévoiera 12 spires par volt au primaire, fil 4 : 10 et du 8 : 10 au secondaire ; 102 spires pour 7,5 volts.

Mesures de l'intensité des signaux, par G. Pession.

Article technique et très documenté sur la mesure de l'intensité des signaux à la sortie d'un poste récepteur — nombreuses formules.

PORTUGAL

RADIO SCIENCIA (Lisbonne). — Année VI, N° 5, septembre 29.

Le chasseur de l'éther, par Alberto C. M. de Cavalho.

Sous ce titre, description complète d'un quatre lampes à haute fréquence par tube à grille écran.

Accord direct ou indirect statique, un étage haute fréquence par lampe à écran à anode accordée (circuit bouchon) blindée, une détectrice à réaction magnétique sur la résonance,

une basse fréquence à résistances et une deuxième à transformateur. Deux jeux de selfs accord et résonance avec inverseurs permettant de recevoir deux gammes distinctes de λ : 200 à 580 et 900 à 2.000 mètres.

Sur antenne unifilaire de 24 mètres, à Londres, ont été reçues dans trois nuits différentes 31 stations identifiées et 8 non identifiées, tant sur ondes longues que sur ondes courtes.

Une particularité de cet appareil est à signaler : le retour primaire du transformateur basse fréquence (deuxième étage BF) peut se faire soit au même potentiel que le voltage plaque de la lampe précédente (détectrice), soit à des potentiels plus faibles. Pour cela la résistance de plaque en série dans le circuit anodique de la détectrice (étage BF à résistances disons-nous) comporte deux prises intermédiaires.

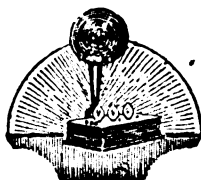
Circuit réalisé avec du matériel anglais.

Le Colpitz modifié, par Pierre Louis (F8BF).

Traduction et reproduction intégrales (texte et dessins) d'un article original de l'auteur paru dans le « Journal des 8 ».

La lampe à trois électrodes, par Vicente Juan Segura (spécial pour « R-S »).

Excellent travail du technicien espagnol V. J. Segura, qui évite autant que possible les formules arides en les remplaçant par des schémas clairs et accessibles à tous. Explication des différentes courbes de lampes.



621.36305

QST

Décembre 1929

Eng'ng

N° 69

THE LIBRARY OF THE
DEC 17 1929
UNIVERSITY OF ILLINOIS

RADIOELECTRICITE ET

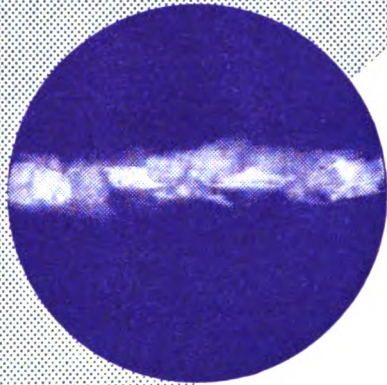
= Q S T =

~ FRANÇAIS ~

(réunis)

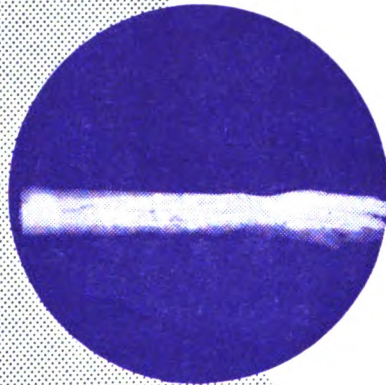
Prix : 6 Francs

... ENFIN ! LA LAMPE PARFAITE !



UN MAUVAIS FILAMENT

La microphotographie montre qu'un mauvais filament présente un enduit émissif sans adhérence, se détachant rapidement. Un tel filament est de durée éphémère.



UN BON FILAMENT

LE FILAMENT GECOVALVE

La microphotographie montre que l'enduit émissif du filament Gecovalve est d'une ténacité et d'une homogénéité absolues.

la lampe Gecovalve



BAISSE DE PRIX
la S. 410 est maintenant à 95 fr.
la PT. 425 est maintenant à 95 fr.
(Taxe de luxe comprise)
Demandez notre notice

R. Bachelet et C^{ie}

GENERAL ELECTRIC DE FRANCE L^{TD}
10, rue Rodier - Paris - 9^e - Téléphone : Trudaine 08-06

AGENCES : Lyon, Marseille, Bordeaux, Toulouse, Lille, Rouen, Nancy, Nantes, Metz, Alger.

1929 ils étaient bons...
ils sont encore améliorés!



BREV^{ts} S.G.D.G. 1930 BREV^{ts} S.G.D.G.

"AUTOREX" TAVERNIER "CONDENSATEURS"
71^{er} Rue Arago - MONTREUIL Seine.

"AUTOREX"
réalise le repérage instantané

UN JEU DE LAMPES

RADIOFOTOS...

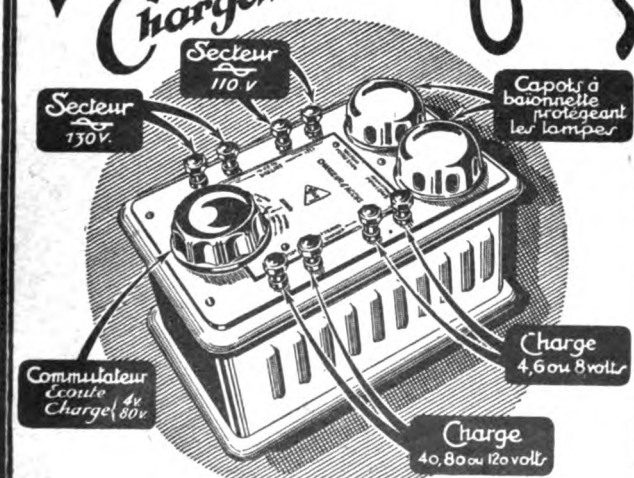


Les oscillatrices M40 et M X 40 sont **SENSIBLES**
Les moyennes fréquences C9 et C 25 sont **STABLES**
Les détectrices Radiofotos et la D 15 sont puissantes et **PURES**
Les Radiofotos lampes fréquences type D9 et D 5 et les triquilles D 100 sont **PUISSANTES**

DEMANDER LES NOTICES EXPLICATIVES ET LE CATALOGUE GÉNÉRAL DES LAMPES **RADIOFOTOS**

...VOUS DONNE ENFIN
L'ACCORD PARFAIT

Voici le Chargeur d'accus *F.A.R.*



Secteur 110 V, Secteur 130 V, Capots à baïonnette protégeant les lampes, Charge 4,6 ou 8 volts, Charge 40, 80 ou 120 volts, Commutateur Ecoute et Charge 80v

Le chargeur d'accumulateur "F. A. R." recharge les batteries de chauffage et de tension plaque sans même les débrancher du poste

Prix de l'Appareil complet avec les Valves : 390 francs

Etablissements André CARLIER
Services commerciaux, Laboratoires et Usines : 13, rue Charles-Lecoq - PARIS (15^e)
Agent exclusif pour la Belgique : Éts JONNIAUX, 13, Rue des Anges - LIÈGE

C'est uniquement par un

BREVET

qu'on peut protéger utilement une *Invention*.....

Consultez

IFABIER

Ingenieur des Arts et Manufactures - S.E.-I.C.F.
Chef du Service des brevets du "Q.S.T. et Radio-électricité réunis"

11^{bis} rue Blanche - Paris (9^e) - Tél. Gaud. 22-79
Consultations gratuites.

MÉTAL

D.Z. 813 AMPLIFICATRICE

D.Z. 1508 DÉTECTRICE

D.Z. 2222 AMPLI[®] A RÉSTANCE

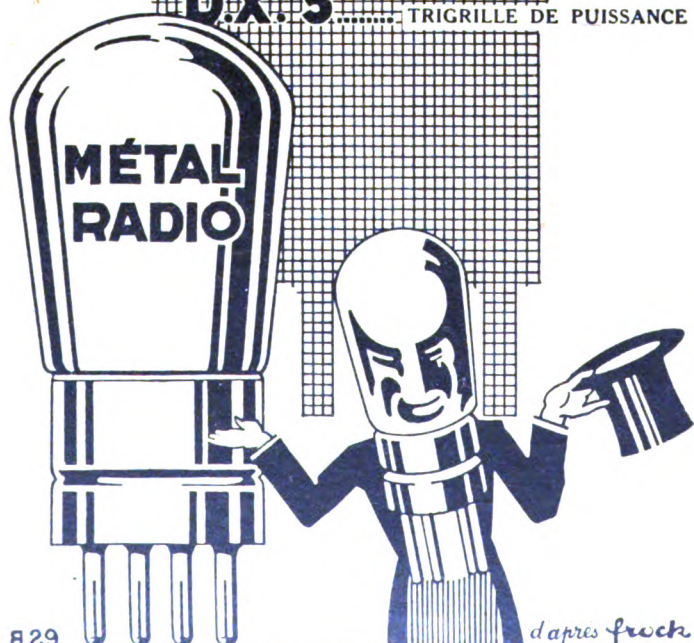
D.X. 502 AMPLI[®] DE PUISSANCE

D.W. 702 AMPLI[®] FORTE PUISSANCE

D.Z. 1 BIGRILLE

D.Z. 2 LAMPE A GRILLE DE PROTECTION

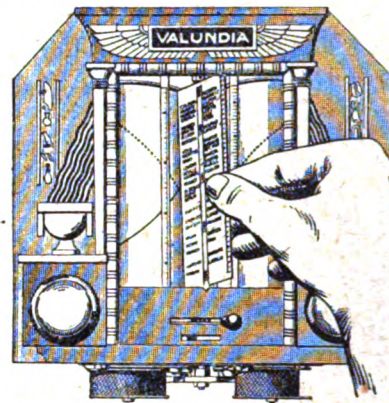
D.X. 3 TRIGRILLE DE PUISSANCE



829

d'après Fruch

LE REPÉRAGE NOMINAL VALUNDIA EST LE PIANOLA DE LA T.S.F.



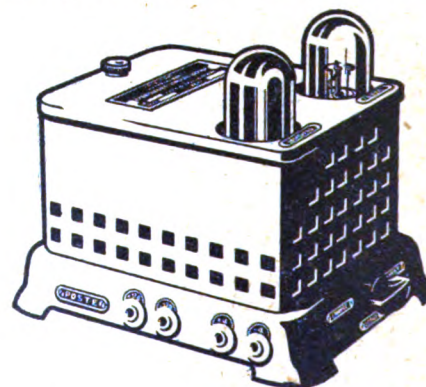
QUELLE QUE SOIT LA MARQUE DE VOTRE POSTE
EXIGEZ QU'IL SOIT ÉQUIPÉ EN
VALUNDIA
et vous ferez de délicieuses promenades dans la
VALLÉE DES ONDES

BREVETS ET PROCÉDÉS " VALUNDIA "
UNION BANCAIRE DU NORD : 57, BOULEVARD HAUSSMANN

UNE INNOVATION dans l'alimentation des batteries de T.S.F. LE REDRESSEUR DE COURANT **TUNGAR BIVOLT**

Brevet Thomson

permet la recharge simultanée des batteries de 4 et 120 volts;
il ne coûte que 320 francs complet avec ses valves.



SOCIÉTÉ GÉNÉRALE
DE CONSTRUCTIONS
ÉLECTRIQUES & MÉCANIQUES
(ALSTHOM)

Service des Redresseurs Tungar, 364, rue Lecourbe, Paris (15^e)

TOUS LES DIMANCHES



publie

les radioprogrammes complets de la semaine

et renseigne ses lecteurs

**sur les derniers perfectionnements
de la technique radioélectrique**



EN VENTE PARTOUT

Prix : 1 Franc

Le livre qui fait autorité



PRATIQUE ET THÉORIE DE LA T. S. F.

par Paul BERCHÉ



600 pages - 600 figures

Format 16 × 25

Prix relié : 50 fr.



Publications et Éditions françaises de T. S. F. et Radiovision

53, Rue Réaumur - PARIS (2^e)

UNIVERSITY OF ILLINOIS-URBANA



3 0112 032448992